

**Vysoká škola báňská – Technická univerzita Ostrava**

**Fakulta strojní**

Katedra automatizační techniky a řízení



# **ROBUSTNÍ ALGORITMY ŘÍZENÍ DYNAMICKÝCH SYSTÉMŮ**

**Disertační práce**

Studijní program: Strojní inženýrství

Obor doktorského studia: Automatizace technologických procesů 3902V010

Školitel: Prof. Ing. Antonín Víteček, CSc., Dr.h.c

Doktorand: Ing. Tomáš Duda

---

**Ostrava 2015**

Disertační práce je výsledkem mé výzkumné činnosti v oblasti robustního řízení s využitím poznatků získaných během mého doktorského studia na katedře automatizační techniky a řízení na Fakultě strojní VŠB-Technické univerzity Ostrava. Na tomto místě bych rád poděkoval zaměstnancům této katedry za jejich podporu a zvláště pak svému školiteli prof. Ing. Antonínu Vítečkovi, CSc, Dr.h.c. za cenné podněty a připomínky. V neposlední řadě bych touto formou také rád poděkoval své rodině za podporu a trpělivost.

Ostrava, červen 2014

Ing. Tomáš Duda

## **Abstrakt**

### **Robustní algoritmy řízení dynamických systémů**

Disertační práce se zabývá návrhem robustních algoritmů řízení pracujících v klouzavých módech s využitím metody syntézy řízení nelineárních dynamických systémů nazývané metodou agregace stavových proměnných. Tato metoda umožňuje snadný návrh nerobustních (je potřeba znát matematický model řízeného subsystému a působící poruchy) i robustních algoritmů řízení (nevyžadují přesnou znalost matematického modelu a poruch). V práci navržené algoritmy byly modifikovány za účelem eliminace windup efektu. K ověření navržených algoritmů řízení byl jako řízený systém vybrán třífázový asynchronní motor, jenž je obecně reprezentován nelineárním modelem vysokého řádu. Současně byla zvolena zpětnovazební struktura vektorově orientovaného řízení, která tak vytváří vícerozměrový uzavřený systém řízení. Navržené algoritmy řízení byly ověřeny počítačovou simulací v programu MATLAB - Simulink a fyzicky na reálném modelu. Pro řízení reálného modelu bylo využito vývojového počítače National Instrument Single Board RIO Evaluation Kit sbRIO-9636 včetně vývojového a implementačního prostředí LABVIEW.

## **Abstract**

### **Robust algorithms for control of dynamic systems**

This thesis deals with the design of robust control algorithms working in sliding mode using the state variables aggregation method. This procedure allows easy design of nonrobust (the knowledge of the mathematical model of controlled subsystem and operating disturbances are required) and robust control algorithms (precise knowledge of the mathematical model and operating disturbances are not required). Designed algorithms were modified to avoid the windup effect. For validation of the proposed control algorithms a three - phase induction motor, which is generally represented by a high - order nonlinear model, was chosen as a controlled system. The feedback structure of vector oriented control creates MIMO closed loop control system. The designed control algorithms were verified by computer simulation in MATLAB - Simulink and using a real model. The real model was controlled by development computer National Instrument Single Board RIO Evaluation Kit sbRIO-9636 including LabVIEW software for development and implementation.

## OBSAH

<b>SEZNAM POUŽITÝCH ZKRATEK A ZNAČENÍ</b>	<b>6</b>
<b>1 Úvod</b>	<b>9</b>
<b>2 Přehled současného stavu</b>	<b>10</b>
2.1 Nelineární podsystemy	12
2.2 Metoda agregace stavových proměnných	13
<b>3 Cíle disertační práce</b>	<b>18</b>
<b>4 Asynchronní motor</b>	<b>19</b>
4.1 Pohony s asynchronními motory	19
4.2 Konstrukce asynchronního motoru	20
4.3 Model asynchronního motoru	20
4.4 Transformace souřadnic	22
4.5 Model stroje pro účely identifikace stavu asynchronního motoru	24
<b>5 Analytické vyhodnocení magnetického toku rotoru</b>	<b>25</b>
<b>6 Vyhodnocení magnetického toku pomocí Kalmanova filtru</b>	<b>27</b>
6.1 Základní Kalmanův filtr	28
6.2 Výběr modelu asynchronního motoru	29
6.3 Diskretizace modelu asynchronního motoru	31
6.4 Algoritmus rozšířeného Kalmanova filtru	32
6.5 Experimentální soustrojí	34
6.6 Vyhodnocení magnetického toku a identifikace parametrů asynchronního motoru	34
<b>7 Simulační ověření vybraných robustních algoritmů řízení</b>	<b>39</b>
7.1 Syntéza řízení metodou agregace stavových proměnných	39
7.2 Simulační ověření vybraných robustních algoritmů řízení	42
<b>8 Návrh robustního řízení asynchronního motoru</b>	<b>46</b>
8.1 Model asynchronního motoru transformovaný pro účely syntézy řízení	47
8.2 Syntéza řízení asynchronního motoru	48
8.3 Analýza robustnosti algoritmů řízení navržených metodou agregace	50
8.4 Simulační ověření navržených algoritmů řízení	53
<b>9 Potlačení windupu při řízení v klouzavých módech</b>	<b>55</b>
9.1 Analýza vývoje řídicí trajektorie	56
9.2 Návrh a simulační ověření struktury eliminující windup efekt	59

<b>10</b>	<b>Experimentální část</b>	<b>62</b>
10.1	Model asynchronního motoru napětově řízeného	63
10.2	Výpočet parametrů asynchronního motoru	66
10.3	Simulační ověření navržených algoritmů s napětovým modelem motoru	71
<b>11</b>	<b>Technická realizace experimentu</b>	<b>74</b>
11.1	Napětový střídač	74
11.2	Reverzační stykač	76
11.3	Obvody přizpůsobení	76
11.4	Snímače napětí	77
11.5	Snímače proudu	77
11.6	Experimentální soustrojí	78
11.7	Řídicí počítač	79
11.8	Vývojový počítač	81
11.9	Sestava modulů	82
<b>12</b>	<b>Experimentální ověření navržených algoritmů</b>	<b>83</b>
12.1	Stanovení nominálních otáček experimentu	83
12.2	Vektorově orientované řízení	85
12.3	PWM Modulace	87
12.4	Výsledky experimentu	88
	<b>Přínos disertační práce</b>	<b>94</b>
	<b>Závěr</b>	<b>95</b>
	<b>POUŽITÁ LITERATURA</b>	<b>97</b>
	<b>SEZNAM PUBLIKACÍ AUTORA</b>	<b>100</b>
	<b>Příloha 1</b>	<b>101</b>

## SEZNAM POUŽITÝCH ZKRATEK A ZNAČENÍ

AM	asynchronní motor
$A$	matice dynamiky lineárních systémů
$B$	koeficient tlumení
$B$	matice řízení lineárních systémů
$C$	matice měření
CAN	typ průmyslové komunikační sběrnice
$D$	agregační matice
DMA	Direct Memory Access / přímý přístup do paměti
DTC	Direct Torque Control / přímé řízení momentu
DU	diodový usměrňovač
$c$	konstanta motoru
$e$	regulační odchylka
EKF	Extended Kalman Filter / rozšířený Kalmanův filtr
$f$	frekvence [Hz]
$f$	vektorová funkce
FPGA	Field Programmable Gate Array / programovatelné hradlové pole
FIFO	First In – First Out / první dovnitř – první ven
$G$	matice spojitých funkcí
$I$	elektrický proud [A]
IGBT	typ tranzistoru
IRC	inkrementální snímač
$j$	imaginární jednotka
$J$	moment setrvačnosti [kg.m <sup>2</sup> ]
$k$	koeficient
$K$	matice Kalmanova zesílení
$L_s$	indukčnost statoru [H]
$L_r$	indukčnost rotoru [H]
$L_{s\sigma}$	rozptylová indukčnost statoru [H]
$L_{r\sigma}$	rozptylová indukčnost rotoru [H]
$L_m$	magnetizační indukčnost [H]

$m_e$	elektromagnetický moment motoru [N.m]
$m_z$	moment zátěže [N.m]
$M$	krouticí moment [N.m]
MIMO	Multiple - Input Multiple - Output / vícerozměrový vstup i výstup
NS	napěťový střídač
OP	obvody přizpůsobení
$p$	počet pólů (motoru) [-]
$P$	výkon [W]
$\mathbf{P}$	kovarianční matice
PWM	Pulse Width Modulation / pulsně šířková modulace
$\mathbf{q}$	vektorová funkce
$\mathbf{Q}$	kovarianční matice šumu procesu
$R$	elektrický odpor [ $\Omega$ ]
$\mathbf{R}$	kovarianční matice šumu měření
$R_s$	činný odpor statoru [ $\Omega$ ]
$R_r$	činný odpor rotoru [ $\Omega$ ]
$R_{fe}$	elektrický odpor reprezentující ztráty v železe [ $\Omega$ ]
$R_z$	odpor zátěže [ $\Omega$ ]
RS	reverzační stykač
RT	Real Time / Reálný čas
$R_Z$	zátěž / odpor zátěže [ $\Omega$ ]
ŘZ	řízení zátěže
$s$	skluz [-]
$\mathbf{s}$	agregovaná regulační odchylka
SM	stejnoseměrný motor
SN	snímač napětí
SP	snímač proudu
SVM	Space Vector Modulation / modulace pomocí prostorového vektoru
$t$	čas [s]
$T$	vzorkovací perioda [s]
$\mathbf{T}$	matice časových konstant
$T_r$	časová konstanta rotoru [s]

$u$	vstupní veličina systému
$U$	elektrické napětí [V]
VP	vývojový počítač
$x$	proměnná / stavová proměnná
$X_{eq}$	rozptylová induktivní reaktance motoru [ $\Omega$ ]
$X_{\sigma r}$	rozptylová induktivní reaktance rotoru [ $\Omega$ ]
$X_{\sigma s}$	rozptylová induktivní reaktance statoru [ $\Omega$ ]
$y$	výstupní veličina systému
$Z_K$	impedance motoru [ $\Omega$ ]

$\Gamma$	forma uspořádání matematického modelu
$\delta$	konstanta
$\theta$	transformační úhel [rad]
$\Phi$	magnetický tok [Wb]
$\Theta$	matice zesílení
$\Psi$	spřažený magnetický tok [Wb]
$\pi$	Ludolfovo číslo
$\sigma$	činitel rozptylu
$\omega$	úhlová rychlost [ $\text{rad.s}^{-1}$ ]
$\omega_s$	synchronní úhlová rychlost [ $\text{rad.s}^{-1}$ ]
$\omega_r$	úhlová rychlost rotoru [ $\text{rad.s}^{-1}$ ]
$\sim$	symbol střídavého napětí

Pozn. Vektory a matice jsou v práci psány tučně a proměnné kurzívou.



## **1 Úvod**

Regulace – zpětnovazební řízení je v teorii automatického řízení snad nejčastěji používaný výraz. Stěžejním problémem každé regulace je návrh vhodného algoritmu řízení, který bude pro daný řízený dynamický systém splňovat zadaná kritéria kvality regulace a navíc bude dostatečně robustní, tzn., že dokáže zajistit požadovanou kvalitu regulace i při neměřitelných poruchách a neurčitostech ve vlastnostech řízeného systému. Zároveň musí být náklady na implementaci algoritmu řízení do regulačního obvodu nízké. Nalezení rovnováhy mezi těmito mnohdy protichůdnými požadavky je úlohou syntézy řízení.

V současné době je, zejména pro fázi výzkumu, nutností sestavení matematického modelu řízeného dynamického systému s požadovanou přesností, neboť jeho znalost je nezbytná k ověření navržených algoritmů počítačovou simulací. Matematické modelování a simulace systému, včetně regulačních struktur (uzavřených systémů řízení), tak umožňuje vyhnout se nevhodným řešením nebo dokonce až nefunkčním vzorům. Následné využití znalosti matematického modelu řízeného systému při implementaci řídicích algoritmů má také pozitivní přínos vedoucí ke zvýšení kvality regulačního pochodu.

V posledních několika letech umožnil prudký rozvoj mikroelektroniky a polovodičové elektroniky aplikaci pokročilých algoritmů řízení, které díky své výpočetní náročnosti nebylo dříve možno realizovat. Vhodným příkladem může být vektorově orientované řízení asynchronního motoru, které umožňuje nasazení asynchronních motorů do dynamicky náročných aplikací, jako jsou pohony s požadavkem na vysokou přesnost polohy, rychlosti a zrychlení.

Tato práce se zabývá robustními algoritmy řízení pracujícími v klouzavých módech, kdy je při jejich návrhu využito poměrně obecné metody syntézy řízení - metody agregace stavových proměnných, která je vhodná pro nelineární dynamické systémy v tzv. standardním tvaru. Použití této metody umožňuje návrh robustního algoritmu řízení, který udržuje zpětnovazební systém na zvolené trajektorii při minimalizaci kvadratického účelového funkcionálu.

V této práci byl pro ověřování navržených robustních algoritmů řízení jako řízený systém vybrán třífázový asynchronní motor, jenž je obvykle reprezentován nelineárním matematickým modelem pátého řádu. Současně byla zvolena zpětnovazební struktura vektorově orientovaného řízení, která tak vytváří vícerozměrový uzavřený systém řízení.

## **2 Přehled současného stavu**

V současné době existuje celá řada publikací, článků a příspěvků popisujících různé přístupy při návrhu robustních algoritmů řízení.

Jedním z přístupů může být syntéza řízení vycházející z popisu řízeného systému modelem zahrnující neurčitosti (parametrické, dynamické, ...), neboli také modelem neurčitého systému. Převratným zlomem v teorii robustního řízení s parametrickými neurčitostmi byl objev Charitonovovy věty v roce 1978 [VESELÝ & HARSÁNYI, 2008]. Význam této věty se srovnává s objevem Routh-Hurwitzova kritéria stability spojitých lineárních systémů. Její zevšeobecnění umožnilo provést analýzu robustních vlastností široké třídy lineárních systémů. Vlastní návrh robustního řízení v první fázi zahrnuje co nejpřesnější identifikaci nominálního modelu a modelu neurčitostí. Čím přesněji bude stanovena vhodná struktura modelu neurčitostí a odpovídající velikost změn parametrů řízeného objektu, tím lze očekávat méně konzervativní výsledky v oblasti syntézy robustních regulátorů. Analytické metody obvykle vyžadují dobrou znalost vlastností řízeného systému. Potom lze na základě příslušných fyzikálních zákonů odvodit jak nominální model, tak model neurčitostí. Druhým způsobem může být experimentální identifikace. Při tomto postupu je však v rámci provozního režimu nutné identifikovat hraniční hodnoty vstupních, výstupních a poruchových veličin, které mohou mít vliv na parametry objektu. K popisu řízeného systému zahrnující nominální model a model neurčitostí se pak vhodnou metodikou, například na základě teorie malého zesílení navrhne regulátor tak, aby splňoval podmínky robustnosti [VESELÝ & HARSÁNYI, 2008].

Bohatě rozvinutým a propracovaným přístupem k návrhu algoritmů řízení zajišťujících jejich vysokou robustnost je řízení v klouzavých módech [UTKIN, 1992; UTKIN et al., 1999; HUNG et al., 1993, DeCARLO et al., 1988]. Expanzivní rozšíření tohoto typu řízení přinesl rozvoj a dostupnost elektronických komponent, které umožnily dosažení mnohem vyšších pracovních frekvencí, než tomu bylo u mechanických spínacích prvků (relé apod.). Podstata analýzy a syntézy tohoto řízení spočívá ve využití proměnné struktury uzavřeného regulačního obvodu. Řídicí algoritmus mění strukturu regulačního obvodu dle stanovených pravidel a využívá vždy jen takovou strukturu, která vyhovuje podmínkám stability a kvality řízení. Úlohou syntézy řízení je v tomto případě najít vhodnou přepínací plochu, která zajistí přepnutí na vhodnou strukturu. Speciálním případem řízení s proměnnou strukturou je řízení

v klouzavých módech, kdy stavová trajektorie zůstává na přepínací ploše (tj. na ní klouže), případně zůstává v její těsné blízkosti. Úkolem řízení je přiblížit stavovou trajektorii k přepínací ploše a pak zajistit, aby na přepínací ploše zůstala, případně aby stavová trajektorie byla neustále směřována na přepínací plochu [UTKIN et al., 1999].

Existují různé přístupy k návrhu přepínacích ploch. Pro jednorozměrové řízené podsystemy nízkého řádu ( $n < 3$ ) lze s výhodou využít k návrhu přepínací křivky stavových nebo fázových portrétů. Pro vyšší řády je třeba matematický model řízeného podsystemu vhodně upravit odpovídající volbou stavových proměnných nebo transformací, např. na standardní, normální nebo trojúhelníkový tvar. U mnohorozměrových řízených podsystemů jsou matematické modely nejčastěji transformovány na standardní, regulární nebo normální tvary. Tato transformace je obecně velmi složitá a většinou vede na velmi složité a silně nelineární matematické modely. Při použití řízení v klouzavých módech vzniká problém řešení diferenciálních rovnic s nespojitou pravou stranou. Tento teoreticky složitý problém je možné řešit Filippovou metodou [UTKIN et al., 1999; HUNG et al., 1993], kdy pravá strana je zastoupena lineární kombinací nespojitých pravých stran tak, aby „zprůměrovaná“ pravá strana byla tečnou nadrovinou k přepínací ploše. Je-li matematický model řízeného podsystemu lineární vzhledem k řízení (afinní), pak lze použít metodu ekvivalentního řízení [UTKIN et al., 1999; HUNG et al., 1993]. V této metodě se předpokládá, že ekvivalentní řízení je takové, které udržuje stavovou trajektorii na přepínací ploše, tzn. že ekvivalentní řízení zajistí rovněž pravou stranu ve tvaru tečné nadroviny k přepínací ploše. Pro afinní matematické modely jsou oba přístupy ekvivalentní [HUNG et al., 1993; DeCARLO et al., 1988; UTKIN et al., 1999].

Poněkud jiný přístup vychází z metody agregace stavových proměnných. Tato metoda umožňuje návrh jak nerobustního (je třeba znát přesný matematický model řízeného podsystemu a všechny poruchy musí být měřitelné), robustního (není třeba znát přesný matematický model řízeného podsystemu a působící poruchy) a kombinovaného řízení (využívá výhod obou předchozích řízení) [VÍTEČEK, 1991; ZÍTEK, VÍTEČEK, 1999; VÍTEČEK, VÍTEČKOVÁ, 2002]. Robustní řízení se získá iteračním způsobem pro vysoké zesílení a pak z důvodu fyzikální realizace přechodem na řízení s nasycením, případně nespojitě řízení. Podrobné odvození je uvedeno v [ZÍTEK, VÍTEČEK, 1999].

Metoda agregace stavových proměnných je poměrně obecná a jednoduchá v použití, a proto se bude disertační práce orientovat na tuto metodiku návrhu robustních algoritmů řízení.

## 2.1 Nelineární podsystémy

Jsou uvažovány nelineární dynamické podsystémy s neurčitostmi, jejichž matematické modely mají standardní tvar [ZÍTEK, VÍTEČEK, 1999]

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{v}, t) + \Delta \mathbf{f}(\mathbf{x}, t) + [\mathbf{G}(\mathbf{x}, \mathbf{v}, t) + \Delta \mathbf{G}(\mathbf{x}, t)] \mathbf{u}, \quad \mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_0, \quad (2.1a)$$

$$\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T, \quad \mathbf{u} = [u_1, u_2, \dots, u_m]^T, \quad \mathbf{v} = [v_1, v_2, \dots, v_p]^T, \quad (2.1b)$$

$$\mathbf{f} = [f_1, \dots, f_{r_1}, f_{r_1+1}, \dots, f_{r_2}, f_{r_2+1}, \dots, f_n]^T, \quad \Delta \mathbf{f} = [\Delta f_1, \dots, \Delta f_{r_1}, \Delta f_{r_1+1}, \dots, \Delta f_{r_2}, \Delta f_{r_2+1}, \dots, \Delta f_n]^T, \quad (2.1c)$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ g_{r_1 1} & g_{r_1 2} & \dots & g_{r_1 m} \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ g_{r_2 1} & g_{r_2 2} & \dots & g_{r_2 m} \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ g_{n1} & g_{n2} & \dots & g_{nm} \end{bmatrix}, \quad \Delta \mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \Delta g_{r_1 1} & \Delta g_{r_1 2} & \dots & \Delta g_{r_1 m} \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \Delta g_{r_2 1} & \Delta g_{r_2 2} & \dots & \Delta g_{r_2 m} \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \Delta g_{n1} & \Delta g_{n2} & \dots & \Delta g_{nm} \end{bmatrix}, \quad (2.1d)$$

$$r_j = r_{j-1} + n_j, \quad r_0 = 0, \quad n = r_m = \sum_{j=1}^m n_j, \quad j = 1, 2, \dots, m,$$

kde  $\mathbf{x}$  - vektor stavových proměnných dimenze  $n$ ,  $\mathbf{u}$  - vektor řídicích proměnných dimenze  $m$ ,  $\mathbf{v}$  - vektor měřitelných poruchových proměnných dimenze  $p$ ,  $\mathbf{f}$  a  $\Delta \mathbf{f}$  - spojité vektorové funkce dimenze  $n$ ,  $\mathbf{G}$  a  $\Delta \mathbf{G}$  - matice spojitých funkcí  $g_{ij}$  a  $\Delta g_{ij}$  typu  $(n, m)$ ,  $n$  - počet stavových proměnných (řád nelineárního podsystému),  $n_j$  - dílčí řád,  $T$  - symbol transpozice.

Z důvodu říditelnosti nelineárního podsystému (2.1) musí platit [ZÍTEK, VÍTEČEK, 1999; VÍTEČKOVÁ, VÍTEČEK, 2002a]

$$\text{rank } \mathbf{G}(\mathbf{x}, \mathbf{v}, t) = m. \quad (2.2)$$

Dále se předpokládá  $i = 1, 2, \dots, n$ ;  $j = 1, 2, \dots, m$ .

Výrazy  $\Delta \mathbf{f}$  a  $\Delta \mathbf{G}$  mohou vyjadřovat např. neurčitost v chování nelineárního podsystemu, nepřesnosti identifikace, vliv neměřitelných poruch. Mají nulové složky, resp. řádky, které odpovídají nulovým řádkům v matici  $\mathbf{G}$ .

Je zřejmé, že nelineární podsystem (2.1) lze zapsat ve tvaru

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{v}, t) + \mathbf{G}(\mathbf{x}, \mathbf{v}, t) \mathbf{u} + \mathbf{z}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t), \quad \mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_0, \quad (2.3a)$$

$$\mathbf{z}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t) = \Delta \mathbf{f}(\mathbf{x}, t) + \Delta \mathbf{G}(\mathbf{x}, t) \mathbf{u}, \quad \mathbf{z} = [0, \dots, z_{r_1}, 0, \dots, z_{r_2}, 0, \dots, z_n]^T. \quad (2.3b)$$

Nelineární podsystem (2.1) nebo (2.3) bez neurčitosti, tj.

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{v}, t) + \mathbf{G}(\mathbf{x}, \mathbf{v}, t) \mathbf{u}, \quad \mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_0, \quad (2.4)$$

je považován za nominální.

## 2.2 Metoda agregace stavových proměnných

Úlohou programového řízení je určení takového zpětnovazebního řízení

$$\mathbf{u} = \mathbf{u}(\mathbf{x}, \mathbf{x}^w, \mathbf{v}, t), \quad (2.5)$$

které pro říditelný nelineární podsystem s neurčitostmi (2.3) zajistí sledování zadané stavové trajektorie  $\{\mathbf{x}^w(t)\}$  skutečnou stavovou trajektorií  $\{\mathbf{x}(t)\}$  tak, aby byl minimalizován kvadratický účelový funkcionál

$$J = \int_0^\infty [\mathbf{q}^T(s) \mathbf{q}(s) + \dot{\mathbf{s}}^T \mathbf{T}^2 \dot{\mathbf{s}}] dt, \quad (2.6a)$$

$$\mathbf{s} = -\mathbf{D}\mathbf{e}, \quad \mathbf{e} = \mathbf{x}^w - \mathbf{x}, \quad (2.6b)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{e}(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} \dot{\mathbf{e}}(t) = \mathbf{0}, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{s}(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} \dot{\mathbf{s}}(t) = \mathbf{0}, \quad (2.6c)$$

kde  $\mathbf{e}$  je vektor odchylek dimenze  $n$ ,  $\mathbf{s}$  – agregovaný vektor odchylek dimenze  $m$ ,  $\mathbf{T}$  – diagonální matice kladných časových konstant  $T_j$  řádu  $m$

$$\mathbf{T} = \text{diag}[T_1, T_2, \dots, T_m], \quad (2.7)$$

$\mathbf{D}$  – konstantní nezáporná agregační matice typu  $(m, n)$ , jejíž prvky  $d_{ij}$  vyhovují vztahům

$$\left. \begin{array}{lll} d_{ji} = 0 & \text{pro} & i \leq r_{j-1} \\ d_{ji} > 0 & \text{pro} & r_{j-1} < i < r_j \\ d_{ji} = 1 & \text{pro} & i = r_j \end{array} \right\} \text{ a } \left. \begin{array}{l} i > r_j \end{array} \right\}, \quad (2.8)$$

$q$  – vektorová funkce dimenze  $m$  splňující podmínky

$$q(s) = -q(-s), \quad q(0) = 0 \quad (2.9a)$$

$$s^T q(s) > 0 \text{ pro } s \neq 0, \quad (2.9b)$$

kde  $q_j(s_j)$ , tj. každá složka  $q_j$  závisí na  $s_j$ .

Kvadratický účelový funkcionál (2.6a) lze upravit [VÍTEČEK & VÍTEČKOVÁ, 2002a]

$$J = \int_0^\infty [q^T(s)q(s) + \dot{s}^T T^2 \dot{s}] dt = \int_0^\infty [q(s) + T\dot{s}]^T [q(s) + T\dot{s}] dt - 2 \int_0^\infty q^T(s) T \dot{s} dt. \quad (2.10)$$

Pro  $q_j(s_j)$ ,  $q_j(0) = 0$ ,  $s_j(\infty) = 0$ ,  $s_j(0) = s_{j0}$ , lze poslední výraz ve vztahu (2.10) upravit na tvar

$$\begin{aligned} -2 \int_0^\infty q^T(s) T \dot{s} dt &= -2 \sum_{j=1}^m T_j \int_0^\infty q_j(s_j) \dot{s}_j dt = -2 \sum_{j=1}^m T_j \int_{s_{j0}}^0 q_j(s_j) ds_j = \\ &= 2 \sum_{j=1}^m T_j \int_0^{s_{j0}} q_j(s_j) ds_j. \end{aligned} \quad (2.11)$$

Na základě vztahů (2.10) a (2.11) dostaneme velmi důležitou rovnost

$$J = \int_0^\infty [q^T(s)q(s) + \dot{s}^T T^2 \dot{s}] dt = \int_0^\infty [q(s) + T\dot{s}]^T [q(s) + T\dot{s}] dt + 2 \sum_{j=1}^m T_j \int_0^{s_{j0}} q_j(s_j) ds_j. \quad (2.12)$$

Protože poslední výraz v (2.12) je konstantní (závisí pouze na počáteční agregované odchylce  $s_0$ ), z rovnosti (2.12) vyplývá, že kvadratický účelový funkcionál (2.6a) nabývá svého minima

$$J^* = 2 \sum_{j=1}^m T_j \int_0^{s_{j0}} q_j(s_j) ds_j, \quad (2.13)$$

na trajektorii agregované odchylky  $\{s(t)\}$ , která je řešením obecně nelineární vektorové diferenciální rovnice

$$\dot{s} + T^{-1}q(s) = 0, \quad s(0) = s_0, \quad (2.14)$$

s jediným rovnovážným stavem [viz podmínku (2.9)]

$$\mathbf{s} = \mathbf{0}. \quad (2.15)$$

Diferenciální rovnice (2.14) popisuje vlastnosti uzavřeného systému řízení vzhledem k agregované odchylce  $\mathbf{s}$ . Vlastnosti uzavřeného systému řízení vzhledem k odchylce  $\mathbf{e}$  se získají dosazením (2.6b) do (2.14) a doplnění fázovými proměnnými, tj.

$$\dot{e}_i = e_{i+1} \quad \text{pro } i \neq r_j, \quad (2.16a)$$

$$\mathbf{D}\dot{\mathbf{e}} + \mathbf{T}^{-1}\mathbf{q}(\mathbf{D}\mathbf{e}) = \mathbf{0}, \quad \mathbf{e}(0) = \mathbf{e}_0. \quad (2.16b)$$

Aby obecně nelineární systém řízení (2.16) byl asymptoticky stabilní, tj. aby řešení diferenciální rovnice (2.14) bylo asymptoticky stabilní s rovnovážným stavem (2.15), musí být derivace Ljapunovovy funkce

$$\dot{V} = \frac{1}{2} \mathbf{s}^T \dot{\mathbf{s}}, \quad (2.17)$$

negativně definitní pro  $\mathbf{s} \neq \mathbf{0}$ , tj.

$$\dot{V} = \mathbf{s}^T \dot{\mathbf{s}} < 0. \quad (2.18)$$

Po dosazení (2.14) do (2.18) se dostane [viz podmínka (2.9b)]

$$-\mathbf{s}^T \mathbf{T}^{-1} \mathbf{q}(\mathbf{s}) < 0 \quad \Rightarrow \quad \mathbf{s}^T \mathbf{q}(\mathbf{s}) > 0 \quad \text{pro } \mathbf{s} \neq \mathbf{0}. \quad (2.19)$$

Je zřejmé, že pokud budou splněny podmínky (2.9), resp. (2.19), pak řešení diferenciální rovnice (2.14) bude asymptoticky stabilní, tzn. že se trajektorie agregované odchylky  $\{\mathbf{s}(t)\}$  bude asymptoticky blížit k rovnovážnému stavu (2.15).

Rovnice rovnovážného stavu (2.15) vyjadřuje vlastně agregovaný podsystém řízení, z něhož se po doplnění fázovými proměnnými (2.16a) získá lineární podsystém řízení řádu  $n - m$

$$\mathbf{D}\mathbf{e} = \mathbf{0}, \quad (2.20a)$$

$$e_{i+1} = \dot{e}_i \quad \text{pro } i \neq r_j. \quad (2.20b)$$

Proto je velmi důležité, aby podsystém řízení (2.20) byl rovněž asymptoticky stabilní. Podsystém řízení (2.20) je lineární. Jeho charakteristický mnohočlen stupně  $n - m$  má tvar

$$N(s) = \prod_{j=1}^m N_j(s), \quad (2.21a)$$

$$N_j(s) = d_{j,r_{j-1}+1} + d_{j,r_{j-1}+2}s + \dots + d_{j,r_j-1}s^{n_j-2} + s^{n_j-1}, \quad (2.21b)$$

kde  $s$  je komplexní proměnná v L-transformaci.

Aby podsystém řízení řádu  $n - m$  byl asymptoticky stabilní, musí mít mnohočleny  $N_j$  stupně  $n_j - 1$  všechny kořeny se zápornou reálnou částí, tj. musí to být Hurwitzovy mnohočleny [VÍTEČEK & VÍTEČKOVÁ, 2002a].

Volba obecně nelineární funkce  $q$  vyhovující podmínkám (2.9) a diagonální matice  $T$  (2.7) určují pohyb trajektorie agregované odchylky  $s$  k rovnovážnému stavu (2.15) a vhodná volba agregační matice  $D$  vyhovující podmínkám (2.8) určuje vlastnosti tohoto rovnovážného stavu, tzn. že určuje vlastnosti podsystému řízení (2.20). Z tohoto důvodu je patrné, že kvadratický účelový funkcionál (2.6a) má pouze pomocný význam.

Pokud jsou u řízeného nelineárního podsystému všechny poruchy měřitelné a nevystupují u něho žádné neurčitosti, pak na základě matematického modelu nominálního nelineárního podsystému (2.4), vztahů (2.6b) a (2.16b) lze určit zpětnovazební řízení

$$u = [DG(x, v, t)]^{-1} \{T^{-1}q(De) + D[\dot{x}^w - f(x, v, t)]\}, \quad (2.22)$$

kteří zajistí sledování zadané stavové trajektorie  $\{x^w(t)\}$  při minimální hodnotě (2.13) kvadratického účelového funkcionálu (2.6a) [VÍTEČKOVÁ, VÍTEČEK, 2002b].

Vlastnosti zpětnovazebního řízení (2.22) velmi silně závisí na vhodné volbě vektorové funkce  $q$ . Např. pro

$$q(s) = s \quad (2.23)$$

bude uzavřený systém řízení (2.16) lineární, pohyb agregované odchylky  $s$  k rovnovážnému stavu (2.15) bude exponenciální a bude dán maticí časových konstant  $T$ , viz (2.7). V případě vystupování větších neurčitostí, příp. neměřitelných poruch, může být kvalita řízení nedostatečná, dokonce může být uzavřený systém řízení nestabilní. V takovém případě bude zpětnovazební řízení nerobustní. Naproti tomu pro znaménkovou funkci

$$q(s) = \text{sign}(s) \quad (2.24a)$$

$$\text{sign}(s) = [\text{sign}(s_1), \text{sign}(s_2), \dots, \text{sign}(s_m)]^T \quad (2.24b)$$

bude zpětnovazební řízení (2.22) vysoce robustní a při vhodné volbě diagonální matice  $T$  zajistí asymptoticky stabilní sledování zadané trajektorie  $\{x^w(t)\}$  i nelineárním podsystémem



(2.1) nebo (2.3) při existenci neurčitostí vyjádřených vektorem  $\mathbf{z}$ , které budou vyhovovat omezením

$$|z_{r_j}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t)| \leq b_j < \infty. \quad (2.25)$$

Důkaz lze získat vynásobením diferenciální rovnice nelineárního pod systému (2.3) agregační maticí  $\mathbf{D}$  zleva a po dosazení řízení (2.22) při uvažování (2.24) a užití agregované odchylky  $\mathbf{s}$  se dostane agregovaný systém řízení

$$\dot{\mathbf{s}} = -\mathbf{T}^{-1} \mathbf{sign}(\mathbf{s}) + \mathbf{D}\mathbf{z}. \quad (2.26)$$

Z důvodu asymptotické stability musí platit (2.18), tj.

$$\dot{V} = \mathbf{s}^T [-\mathbf{T}^{-1} \mathbf{sign}(\mathbf{s}) + \mathbf{D}\mathbf{z}] < 0. \quad (2.27)$$

Nyní již pro asymptotickou stabilitu nestačí splnění podmínky (2.9b), které funkce  $q$  (2.24) vyhovuje, ale musí být splněny další podmínky týkající se velikosti hodnot časových konstant  $T_j$  v diagonální matici  $\mathbf{T}$ .

Nerovnost (2.27) může být zapsána složkově

$$-s_j \left[ \frac{1}{T_j} \text{sign}(s_j) - z_{r_j} \right] < 0, \quad (2.28a)$$

$$\frac{1}{T_j} s_j \text{sign}(s_j) - s_j z_{r_j} > 0, \quad (2.28b)$$

$$\frac{1}{T_j} |s_j| - |s_j| b_j > 0 \quad \Rightarrow \quad \frac{1}{T_j} > b_j. \quad (2.28c)$$

Splnění podmínky (2.28c) zajistí asymptotickou stabilitu uzavřeného systému řízení (2.16) pro funkci (2.24) a při neurčitostech vyhovujících nerovnostem (2.25) [VÍTEČKOVÁ, VÍTEČEK, 2002b].

### **3 Cíle disertační práce**

Práce je zaměřena na návrh robustních algoritmů řízení vícerozměrových dynamických systémů metodou agregace stavových proměnných pracujících v klouzavých módech. Pro ověřování algoritmu na reálném zařízení byl jako vícerozměrový nelineární dynamický systém zvolen třífázový asynchronní motor provozován v režimu vektorově orientovaného řízení. Hlavní cíl disertační práce lze rozčlenit do následujících bodů:

- analytická a experimentální identifikace asynchronního motoru,
- simulační ověření vybraných robustních algoritmů řízení pracujících v klouzavých módech,
- potlačení windupu při řízení v klouzavých módech,
- návrh robustního řízení asynchronního motoru a jeho ověření číslicovou simulací,
- návrh, realizace a ověření robustního algoritmu řízení na reálném asynchronním motoru.

## **4 Asynchronní motor**

Dostatečně přesná analýza řízeného objektu je základním předpokladem úspěšného návrhu dobře fungujícího algoritmu řízení. První část této kapitoly se proto zabývá popisem asynchronního motoru, uvedením jeho analyticky odvozeného matematického modelu [KOLÁČNÝ, 2003] a popisem transformací užívaných v souvislosti s identifikací a syntézou řízení asynchronních motorů.

### **4.1 Pohony s asynchronními motory**

Asynchronní motor je v současné době nejrozšířenějším akčním členem, používaným v oblasti elektrických pohonů, jak pro neregulované tak i regulované pohony. Mezi velké výhody tohoto typu stroje patří:

- Jednoduchá konstrukce a údržba. Životnost je v podstatě dána životností ložisek.
- Nízká cena a vysoká produktová standardizace. Poškozený stroj lze snadno nahradit jiným.
- Vysoká proudová a momentová přetížitelnost, která umožňuje dosažení dobrých dynamických vlastností pohonu.
- Možnost přímého připojení k napájecí síti (případně s jednoduchým softstartérem) u neregulovaných pohonů.

Naopak nevýhody tohoto typu motoru, zejména ve srovnání se synchronním motorem s permanentními magnety mohou být:

- Vyšší hmotnost a rozměry.
- Nižší účinnost v důsledku nutnosti vytvářet magnetizační složku magnetického toku motoru.

Přes uvedené nevýhody se asynchronní motor řadí mezi nejvíce využívaný akční člen v širokém spektru aplikací. Nezanedbatelnou výhodou oproti synchronnímu motoru s permanentními magnety je jeho odolnost vůči přetížení, kdy u synchronního stroje může dojít vlivem překročení dovoleného proudového zatížení k demagnetizaci permanentních magnetů, a tím nevratnému poškození motoru [FRANČÍK, 2011].

## **4.2 Konstrukce asynchronního motoru**

Asynchronní motor se skládá ze statoru, který má v drážkách uloženo vinutí. Nejčastěji používaná modifikace je s trojfázovým vinutím, kdy osy jednotlivých vinutí svírají elektrický úhel  $120^\circ$ . Rotor se skládá ze svazku rotorových plechů, v jehož drážkách je také uloženo vinutí. Mezi statorem a rotorem je vzduchová mezera, kterou je třeba udržet co nejmenší, aby se omezil rozptyl magnetického toku a tím se zvýšila účinnost stroje. Podle konstrukce rotoru lze rozlišit dva základní typy asynchronních motorů:

- motory s vinutým rotorem, které mají rotorové vinutí vyvedeno pomocí kroužků,
- motory s kotvou nakrátko – jsou to motory s rotorovou klecí, které mají konce cívek pevně spojeny. Pro nízké a střední výkony se rotorová klec vyrábí odléváním z hliníku. Pro oblast vysokých výkonů je rotorová klec sestavena z jednotlivých měděných tyčí.

U asynchronních motorů s vinutým rotorem je možné pomocí externě připojených odporů měnit velikost celkového odporu rotoru, a tím měnit momentovou charakteristiku stroje. Tento způsob regulace se využíval v minulosti, neboť je velmi neefektivní, protože se velká část energie maří v nevyužité teplo, a navíc neumožňuje řízení otáček bez zatížení. Díky prudkému rozvoji polovodičové elektroniky se pro moderní pohony využívají převážně asynchronní motory s kotvou nakrátko, napájené z nepřímého měniče frekvence, který umožňuje plynulou regulaci otáček motoru i v nezatíženém stavu, při dosažení vysoké účinnosti v celém pracovním rozsahu otáček.

## **4.3 Model asynchronního motoru**

Návrh robustních algoritmů řízení a hlavně pak jejich simulační ověření vyžadují popis řízeného podsystému matematickým modelem. Při popisu asynchronního motoru se vychází z těchto předpokladů [MURATA, TSUCHIYA & TAKEDA, 1990; MARINO & TOMEI, 2003; WACH, 2011]:

- vinutí jednotlivých fází je pravidelně rozloženo po statoru/rotoru,
- hodnoty odporů a indukčností jednotlivých fází statoru/rotoru jsou shodné,
- magnetizační charakteristiky jsou lineární,

- ztráty v železe jsou zanedbatelné,
- nasycení magnetického obvodu se zanedbává.

Model asynchronního motoru lze v trojfázové napájecí soustavě popsat pomocí následujících rovnic [MARINO & TOMEI, 2003].

Napěťové rovnice

$$\mathbf{u}_s = R_s \mathbf{i}_s + \frac{d\mathbf{\Psi}_s}{dt}, \quad (4.1a)$$

$$\mathbf{u}_r = R_r \mathbf{i}_r + \frac{d\mathbf{\Psi}_r}{dt}, \quad (4.1b)$$

rovnice spřažených magnetických toků

$$\mathbf{\Psi}_s = L_s \mathbf{i}_s + L_m \mathbf{i}_r, \quad (4.1c)$$

$$\mathbf{\Psi}_r = L_r \mathbf{i}_r + L_m \mathbf{i}_s, \quad (4.1d)$$

rovnice elektromagnetického momentu motoru

$$m_e = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_r} p \operatorname{Im}\{\mathbf{i}_s^* \mathbf{\Psi}_r\}, \quad (4.1e)$$

a pohybová rovnice motoru

$$J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r = p(m_e - m_z), \quad (4.2)$$

kde  $\mathbf{u}_s$  - vektor statorových napětí [V],  $\mathbf{u}_r$  - vektor rotorových napětí (pro motor s kotvou nakrátko  $\mathbf{u}_r = 0$ ) [V],  $\mathbf{i}_s$  - vektor statorových proudů [A],  $\mathbf{i}_r$  - vektor rotorových proudů [A],  $\mathbf{\Psi}_s$  - vektor statorových spřažených magnetických toků [Wb],  $\mathbf{\Psi}_r$  - vektor rotorových spřažených magnetických toků [Wb],  $R_s$  - činný odpor vinutí statoru [ $\Omega$ ],  $R_r$  - činný odpor vinutí rotoru [ $\Omega$ ],  $L_s$  - indukčnost vinutí statoru [H],  $L_r$  - indukčnost vinutí rotoru [H],  $L_m$  - vzájemná indukčnost statorového a rotorového vinutí [H],  $m_e$  - elektromagnetický moment motoru [N.m],  $p$  - počet pólů [-],  $\operatorname{Im}$  - imaginární část (složka),  $*$  - komplexně sdružený,  $B$  - koeficient tlumení [ $\text{kg.m}^2.\text{s}^{-1}$ ],  $m_z$  - moment zátěže [N.m],  $\omega_r$  - skutečná úhlová rychlost rotoru [ $\text{rad.s}^{-1}$ ].

Při samotném matematickém popisu asynchronního motoru můžeme vycházet z jeho různých vnitřních veličin – stavových proměnných. Z tohoto hlediska lze pak modely rozlišit na tyto základní tři typy:

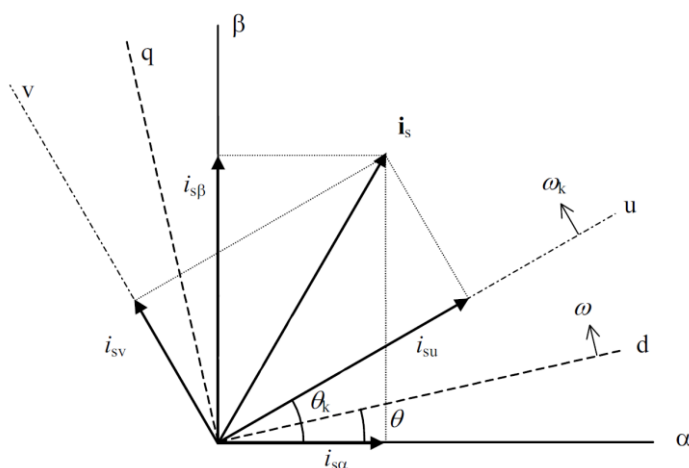
- proudový model: stavové proměnné jsou proudy statoru a rotoru,
- tokový model: stavové proměnné jsou spřažené magnetické toky statoru a rotoru,
- proudově-tokový model: stavové proměnné jsou proudy i spřažené magnetické toky (většinou statorový proud a rotorový spřažený magnetický tok).

Všechny tři modely jsou navzájem ekvivalentní.

Jak bylo zmíněno dříve, rovnice (4.1 – 4.2) popisují trojfázový asynchronní motor napájený z trojfázové sítě. V rovnicích jsou napětí, proudy a magnetické toky vektory o složkách a,b,c pro stator a A,B,C pro rotor [WACH, 2011]. Ve složkovém rozepsání je tak motor popsán sedmi rovnicemi. Pro zjednodušení modelu je vhodné použít transformaci na ekvivalentní dvoufázovou soustavu pomocí tzv. prostorových vektorů.

#### 4.4 Transformace souřadnic

Obecně lze pro transformaci zvolit prostorový vektor zcela libovolně, praktické využití ve formě zjednodušení systému rovnic popisující asynchronní motor mají však pouze pravoúhlé souřadné systémy.



Obr. 1 - Zobrazení prostorového vektoru proudu v souřadných soustavách

V praxi se nejčastěji používají transformace do následujících komplexních rovin, kde úhel  $\theta$  určuje natočení příslušného souřadného systému vůči statoru.

Tabulka 1

Komplexní rovina	Úhlová rychlost	Označení os	Souřadná soustava
$s$	$\theta$	$\alpha, \beta$	spojená se statorem
$p$	$\omega_s$	$d, q$	spojená s magnetickým polem
$r$	$\omega_r$	$x, y$	spojená s rotorem
$k$	$\omega_k$	$u, v$	rotující všeobecnou úhlovou rychlostí

Popis asynchronního motoru ve stacionárním souřadném systému svázaného se statorem je vhodný právě pro vyhodnocování orientujících veličin, protože se v modelu nevyskytují nelinearity v podobě sinusu a cosinusu úhlu natočení rotoru. Transformaci z tříosého (trojfázového) systému souřadnic do ekvivalentního dvouosého pravoúhlého systému souřadnic  $\alpha, \beta$  spojeného se statorem popisuje tzv. **Clarkova transformace**. Například pro proud

$$\begin{aligned} \mathbf{i} &= i_\alpha + j i_\beta = 2/3(i_a + i_b(\cos(2\pi/3) + j \sin(2\pi/3)) + i_c(\cos(4\pi/3) + j \sin(4\pi/3))) = \\ &= 1/3(2i_a - i_b - i_c) + j \sqrt{3}/3(i_b - i_c) \end{aligned}, \quad (4.3)$$

porovnáním výrazů dostaneme

$$i_\alpha = \frac{1}{3}(2i_a - i_b - i_c), \quad i_\beta = \frac{\sqrt{3}}{3}(i_b - i_c), \quad (4.4)$$

a při splnění podmínek symetrie ( $i_a + i_b + i_c = 0$  resp.  $u_a + u_b + u_c = 0$ )

$$i_\alpha = i_a, \quad i_\beta = \frac{2}{\sqrt{3}}(0,5i_a + i_b). \quad (4.5)$$

Inverzní transformaci pak definují vztahy

$$i_\alpha = i_a, \quad i_b = \left( -\frac{1}{2}i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta \right), \quad i_c = \left( -\frac{1}{2}i_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta \right), \quad (4.6)$$

Všechny uvedené veličiny jsou obecně funkcí času.

Další velmi důležitou transformací je tzv. **Parkova transformace**, která popisuje transformaci ze stacionárního pravoúhlého souřadného systému  $\alpha, \beta$  do souřadného systému  $d, q$  spojeného s magnetickým polem rotující úhlovou rychlostí rotoru  $\omega$ .

Transformace například pro proud je dána rovnicemi

$$i_d = i_\alpha \cos(\theta) + i_\beta \sin(\theta), \quad i_q = -i_\alpha \sin(\theta) + i_\beta \cos(\theta). \quad (4.7)$$

Inverzní transformaci pak definují vztahy

$$i_\alpha = i_d \cos(\theta) - i_q \sin(\theta), \quad i_\beta = i_d \sin(\theta) + i_q \cos(\theta). \quad (4.8)$$

Parkova transformace je vhodná například pro účely syntézy řízení, ve které se při harmonickém napájení jeví všechny střídavé veličiny (proudy, napětí a magnetické toky) jako stejnosměrné.

#### 4.5 Model stroje pro účely identifikace stavu asynchronního motoru

Pro účely identifikace stavu asynchronního motoru je vhodné použít transformaci do stacionárního souřadného systému spojeného se statorem [BRANDŠTETTER et al., 2003]. Výhoda volby tohoto modelu oproti modelu vztaženého k souřadnému systému synchronně rotujícím s rotorem (komplexní rovina  $r$ ), který bude dále využit při syntéze řízení, spočívá v eliminaci nelinearit v podobě sinusů a kosinusů úhlu natočení rotoru obsažených v transformační matici. Pro stacionární pravoúhlý souřadný systém  $\alpha, \beta$  přejdou rovnice (4.1) ve tvar:

Napěťové rovnice

$$\mathbf{u}_s^s = R_s \mathbf{i}_s^s + \frac{d\mathbf{\Psi}_s^s}{dt}, \quad (4.9a)$$

$$\mathbf{u}_r^s = R_r \mathbf{i}_r^s + \frac{d\mathbf{\Psi}_r^s}{dt} - j\omega_r \mathbf{\Psi}_r^s, \quad (4.9b)$$



rovnice sprážených magnetických toků

$$\Psi_s^s = L_s i_s^s + L_m i_r^s, \quad (4.9c)$$

$$\Psi_r^s = L_r i_r^s + L_m i_s^s, \quad (4.9d)$$

rovnice elektromagnetického momentu motoru

$$m_e = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_r} p \operatorname{Im} \{ i_s^s * \Psi_r^s \}. \quad (4.9e)$$

Vzhledem k tomu, že v následujících dvou kapitolách bude využíván pouze model motoru transformovaný do pravoúhlého souřadného systému  $\alpha, \beta$  (komplexní rovina  $s$ ), nebudou v rovnicích z důvodu přehlednosti a snadného zápisu uváděny horní indexy označující komplexní rovinu. Při přechodu na model motoru transformovaný do jiného souřadného systému, bude tato změna jednoznačně uvedena.

## 5 Analytické vyhodnocení magnetického toku rotoru

Nejdůležitější předpokladem pro správnou funkci vektorového řízení je dostatečně přesné vyhodnocení magnetického toku, a to zejména jeho polohy. Existuje celá řada způsobů jak požadovanou informaci o poloze magnetického toku získat. Tato kapitola popisuje tzv. bezsenzorovou metodu, kde pro vyhodnocení polohy magnetického toku není nutný snímač otáček, ale využívá se měřených statorových napětí a proudů. Z těchto vstupních veličin lze pomocí napěťového modelu motoru vyhodnotit prostorový vektor statorového, hlavního (ve vzduchové mezeře) a rotorového magnetického toku.

a) Vyhodnocení statorového toku – nejméně přesné

Vyjdeme z napěťové rovnice pro prostorový vektor statorového napětí

$$u_s = R_s i_s + \frac{d\Psi_s}{dt} \rightarrow \Psi_s = \int_0^t (u_s - R_s i_s) d\tau. \quad (5.1)$$

Ve složkovém vyjádření

$$u_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\Psi_{s\alpha}}{dt} \rightarrow \Psi_{s\alpha} = \int_0^t (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) d\tau, \quad (5.2)$$

$$u_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\Psi_{s\beta}}{dt} \rightarrow \Psi_{s\beta} = \int_0^t (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) d\tau. \quad (5.3)$$

b) Vyhodnocení toku hlavního – ve vzduchové mezeře

Za tímto účelem je třeba nejprve určit vztah mezi prostorovými vektory statorového a hlavního toku [KOLÁČNÝ, 2003].

$$\Psi_s = L_s \mathbf{i}_s + L_m \mathbf{i}_r = (L_{s\sigma} + L_m) \mathbf{i}_s + L_m \mathbf{i}_r = L_{s\sigma} \mathbf{i}_s + L_m (\mathbf{i}_s + \mathbf{i}_r) = L_{s\sigma} \mathbf{i}_s + \Psi_m, \quad (5.4)$$

pro  $L_s = L_{s\sigma} + L_m$ , kde  $L_{s\sigma}$  - rozptylová indukčnost statoru, a z čehož

$$\Psi_m = \Psi_s - L_{s\sigma} \mathbf{i}_s. \quad (5.5)$$

Po dosazení za statorový tok

$$\Psi_m = \int_0^t (u_s - R_s i_s) d\tau - L_{s\sigma} i_s, \quad (5.6)$$

ve složkovém tvaru

$$\Psi_{m\alpha} = \int_0^t (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) d\tau - L_{s\sigma} i_{s\alpha}, \quad (5.7)$$

$$\Psi_{m\beta} = \int_0^t (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) d\tau - L_{s\sigma} i_{s\beta}. \quad (5.8)$$

c) Vyhodnocení rotorového toku – nejpřesnější (vhodné pro vektorové řízení)

$$\Psi_r = L_r \mathbf{i}_r + L_m \mathbf{i}_s \rightarrow \mathbf{i}_r = \frac{\Psi_r - L_m \mathbf{i}_s}{L_r}. \quad (5.9)$$

Tento proud dosadíme do rovnice statorového toku

$$\Psi_s = L_s \mathbf{i}_s + L_m \mathbf{i}_r = \mathbf{i}_r = L_s \mathbf{i}_s + L_m \left( \frac{\Psi_r - L_m \mathbf{i}_s}{L_r} \right) = L_s \mathbf{i}_s + \frac{L_m}{L_r} \Psi_r - \frac{L_m^2}{L_r} \mathbf{i}_s, \quad (5.10)$$

z rovnice (5.10) vyjádříme tok rotorový

$$\Psi_r = \frac{L_r}{L_m} \left( \Psi_s - L_s \mathbf{i}_s + \frac{L_m^2}{L_r} \mathbf{i}_s \right) = \frac{L_r}{L_m} \left( \Psi_s - L_s \mathbf{i}_s \left( 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \right) \right) = \frac{L_r}{L_m} (\Psi_s - \sigma L_s \mathbf{i}_s), \quad (5.11)$$

kde činitel rozptylu

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}, \quad (5.12)$$

po dosazení (5.1) za satorový tok dostaneme

$$\boldsymbol{\Psi}_r = \frac{L_r}{L_m} \left( \int_0^t (\mathbf{u}_s - R_s \mathbf{i}_s) d\tau - \sigma L_s \mathbf{i}_s \right), \quad (5.13)$$

ve složkovém tvaru

$$\Psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} \left( \int_0^t (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) d\tau - \sigma L_s i_{s\alpha} \right), \quad (5.14)$$

$$\Psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} \left( \int_0^t (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) d\tau - \sigma L_s i_{s\beta} \right). \quad (5.15)$$

Složky sinusu a cosinusu orientujícího úhlu  $\theta$  se získají ze složek vyhodnoceného magnetického toku rotoru

$$\sin(\theta) = \frac{\Psi_{r\beta}}{|\boldsymbol{\Psi}_r|}, \quad (5.16)$$

$$\cos(\theta) = \frac{\Psi_{r\alpha}}{|\boldsymbol{\Psi}_r|}. \quad (5.17)$$

## 6 Vyhodnocení magnetického toku pomocí Kalmanova filtru

K vyhodnocení polohy rotoru a otáček bez přímého použití snímače otáček se v současnosti také používá celá řada složitých estimačních algoritmů pracujících v reálném čase, které stejně jako analytický přístup uvedený v předchozí kapitole využívají monitorování satorových proudů a napětí. Samostatnou skupinou estimačních algoritmů mohou být tzv. pozorovatele stavu. Pozorovatele stavu lze dále rozdělit dle matematického přístupu na pozorovatele deterministické, jehož typickým představitelem je Luenbergerův pozorovatel a na pozorovatele stochastické, které jsou v této práci reprezentovány Kalmanovým filtrem. Obecně lze říci, že deterministický pozorovatel na rozdíl od stochastického neuvažuje šumy měření.

Základní Kalmanův filtr lze aplikovat pouze na lineární stochastické systémy. V případě použití v nelineárních systémech se používá tzv. rozšířený Kalmanův filtr (EKF – Extended Kalman Filter). Jedná se rekurzivní algoritmus založený na znalosti statistik stavů a šumů vytvořených měření a systémovým modelováním, který může být mimo jiné také aplikován na nelineární časově variantní stochastický systém.

## 6.1 Základní Kalmanův filtr

Jedním z možných způsobů zápisu jak popsat dynamický systém je stavový popis. Mějme lineární t-invariantní diskrétní a pozorovatelný dynamický systém

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k) + \mathbf{w}(k), \quad (6.1)$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{C}\mathbf{x}(k) + \mathbf{v}(k), \quad (6.2)$$

kde  $\mathbf{x}(k)$  - vektor stavu,  $\mathbf{u}(k)$  - vektor řízení,  $\mathbf{y}(k)$  - měřitelný výstup systému,  $\mathbf{A}$  - matice dynamiky systému,  $\mathbf{B}$  - matice řízení,  $\mathbf{C}$  - matice měření,  $\mathbf{w}(k)$  - šum procesu,  $\mathbf{v}(k)$  - šum měření.

Rovnice (6.1) představuje stavovou rovnici popisující vývoj stavu systému a rovnice (6.2) definuje vztah mezi výstupem systému  $\mathbf{y}(k)$ , šumem měření  $\mathbf{v}(k)$  a stavem systému  $\mathbf{x}(k)$ .

Dále se předpokládá, že šumy  $\mathbf{w}(k)$  a  $\mathbf{v}(k)$  pro  $k = 0, 1, 2, \dots$  jsou nezávislé, bílé (nelze predikovat jejich vývoj) a mají normální rozdělení pravděpodobnosti

$$p(\mathbf{w}) \sim N(\mathbf{0}, \mathbf{Q}), \quad (6.3)$$

$$p(\mathbf{v}) \sim N(\mathbf{0}, \mathbf{R}), \quad (6.4)$$

kde  $\mathbf{Q}$  je kovarianční matice šumu procesu a  $\mathbf{R}$  je kovarianční matice šumu měření.

Využitím metody lineárního odhadu minimalizující střední kvadratickou chybu aplikovaného na obecný lineární dynamický systém (6.1 a 6.2) dostaneme systém rovnic popisující Kalmanův filtr (KF). Odvození těchto rovnic je uvedeno např. v [WELCH & BISHOP, 2001].

Samotnou činnost KF lze rozdělit do dvou kroků. První krok se nazývá predikční nebo také časový a druhý korekční nebo také filtrační. V prvním kroku se na základě matematického modelu predikují nové hodnoty stavu v čase  $(k+1)$ . V druhé fázi jsou hodnoty predikovaných stavů upravovány pomocí zpětnovazebního korekčního členu, který zahrnuje aktuální měření. Korekční člen představuje určitou korekci mezi měřenými a predikovanými hodnotami.

Časový (predikční) krok Kalmanova filtru

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1|k) = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(k|k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k), \quad (6.5a)$$

$$\mathbf{P}(k+1|k) = \mathbf{A}\mathbf{P}(k|k)\mathbf{A}^T + \mathbf{Q}. \quad (6.5b)$$

Filtrační (korekční) krok Kalmanova filtru

$$\hat{\mathbf{x}}(k|k) = \hat{\mathbf{x}}(k|k-1) + \mathbf{K}(k)[\mathbf{y}(k) - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(k|k-1)], \quad (6.6a)$$

$$\mathbf{P}(k|k) = \mathbf{P}(k|k-1) - \mathbf{K}(k)\mathbf{C}\mathbf{P}(k|k-1), \quad (6.6b)$$

kde  $\mathbf{K}(k)$  je Kalmanovo zesílení

$$\mathbf{K}(k) = \mathbf{P}(k|k-1)\mathbf{C}^T [\mathbf{C}\mathbf{P}(k|k-1)\mathbf{C}^T + \mathbf{R}]^{-1}. \quad (6.7)$$

## 6.2 Výběr modelu asynchronního motoru

Jak je patrné z předchozí kapitoly je pro činnost KF je nutno použít diskrétní matematický model asynchronního motoru. Pro tyto účely bude použit matematický model motoru (4.9) vztažený na stacionární pravoúhlý souřadný systém  $\alpha, \beta$ . Diskretizace spojitého modelu motoru pak bude obsahem další kapitoly.

Napěťové rovnice

$$\mathbf{u}_s = R_s \mathbf{i}_s + \frac{d\mathbf{\Psi}_s}{dt}, \quad (6.8)$$

$$\mathbf{u}_r = R_r \mathbf{i}_r + \frac{d\mathbf{\Psi}_r}{dt} - j\omega_r \mathbf{\Psi}_r, \quad (6.9)$$

rovnice spřažených magnetických toků

$$\Psi_s = L_s \mathbf{i}_s + L_m \mathbf{i}_r, \quad (6.10)$$

$$\Psi_r = L_r \mathbf{i}_r + L_m \mathbf{i}_s, \quad (6.11)$$

rovnice elektromagnetického momentu motoru

$$m_e = \frac{3}{2} p \operatorname{Im}\{\mathbf{i}_s * \Psi_r\}, \quad (6.12)$$

dynamické vlastnosti mechanické části popisuje pohybová rovnice motoru

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = -B\omega_r + p(m_e - m_z). \quad (6.13)$$

Dosazením (6.12) do (6.13), úpravou a zavedením stavových proměnných, vektoru výstupů a vektoru vstupů

$$\mathbf{x} = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \Psi_{r\alpha} \quad \Psi_{r\beta} \quad \omega_r]^T, \quad \mathbf{u} = [u_{s\alpha} \quad u_{s\beta}]^T, \quad \mathbf{y} = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta}]^T \quad (6.14)$$

dostaneme matematický model asynchronního motoru ve stavovém vyjádření

$$\frac{d\mathbf{x}}{dt} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{G}\mathbf{u}, \quad \mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x}, \quad (6.15)$$

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \mathbf{F}(\mathbf{x})\mathbf{x} = \begin{bmatrix} -\frac{K_r}{K_l} & 0 & \frac{L_m R_r}{K_l L_r^2} & \frac{L_m}{K_l L_r} \omega_r & 0 \\ 0 & -\frac{K_r}{K_l} & \frac{L_m}{K_l L_r} \omega_r & \frac{L_m R_r}{K_l L_r^2} & 0 \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} & 0 \\ -\frac{3pL_m}{2JL_r} \Psi_{r\beta} & \frac{3pL_m}{2JL_r} \Psi_{r\alpha} & 0 & 0 & -\frac{B}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Psi_{r\alpha} \\ \Psi_{r\beta} \\ \omega_r \end{bmatrix}, \quad (6.16)$$

$$\mathbf{G} = \frac{1}{K_l} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (6.17)$$

$$\text{kde } K_r = R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r, \quad K_l = L_s - \frac{L_m^2}{L_r}, \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}. \quad (6.18)$$

### 6.3 Diskretizace modelu asynchronního motoru

Stejně tak jako sběr měřených vstupních hodnot statorových proudů a napětí, tak i vlastní výpočet s použitím signálových procesorů je realizován v diskrétním čase s pevně stanovenou vzorkovací periodou. Proto je nutné pro digitální implementaci algoritmu model systému diskretizovat. Vycházíme z obecného zápisu rovnic (6.15) popisující matematický model asynchronního motoru

$$\frac{dx}{dt} = F(x)x + Gu, \quad (6.19a)$$

$$y = Hx. \quad (6.19b)$$

Pro diskretizaci modelu motoru byla zvolena metoda využívající Eulerovy aproximace derivace, tzv. dopředné relativní difference

$$\frac{dx}{dt} \approx \frac{x(k+1) - x(k)}{T}, \quad (6.20)$$

kde  $T = t_{k+1} - t_k$  je vzorkovací perioda.

Rovnice (6.19a) s využitím (6.20) přejde ve tvar

$$\frac{x(k+1) - x(k)}{T} = F[x(k)]x(k) + Gu(k), \quad (6.21)$$

$$x(k+1) = x(k) + TF[x(k)]x(k) + TGu(k), \quad (6.22)$$

$$x(k+1) = F_d[x(k)]x(k) + G_d u(k), \quad (6.23)$$

kde  $F_d[x(k)] = I + TF[x(k)]$ ,  $G_d = TG$ .

Výstupní rovnice bude mít tvar

$$y(k) = H_d x(k), \quad (6.24)$$

kde  $H_d = H$ .

Tvar diskretizovaných matic pak bude ve tvaru

$$\mathbf{F}_d[\mathbf{x}(k)] = \begin{bmatrix} 1 - \frac{K_r T}{K_l} & 0 & \frac{L_m R_r}{K_l L_r^2} T & \frac{L_m}{K_l L_r} \omega_r T & 0 \\ 0 & 1 - \frac{K_r T}{K_l} & \frac{L_m}{K_l L_r} \omega_r T & \frac{L_m R_r}{K_l L_r^2} T & 0 \\ \frac{L_m}{T_r} T & 0 & 1 - \frac{T}{T_r} & -\omega_r T & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} T & \omega_r T & 1 - \frac{T}{T_r} & 0 \\ -\frac{3pL_m}{2JL_r} \Psi_{r\beta} T & \frac{3pL_m}{2JL_r} \Psi_{r\alpha} T & 0 & 0 & 1 - \frac{B}{J} T \end{bmatrix}, \quad (6.25)$$

$$\mathbf{G}_d = \frac{T}{K_l} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H}_d = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (6.26)$$

a příslušné vektory stavu, vstupu a výstupu

$$\mathbf{x}(k) = [i_{s\alpha}(k) \quad i_{s\beta}(k) \quad \Psi_{r\alpha}(k) \quad \Psi_{r\beta}(k) \quad \omega_r(k)]^T, \quad (6.27)$$

$$\mathbf{u}(k) = [u_{s\alpha}(k) \quad u_{s\beta}(k)]^T, \quad (6.28)$$

$$\mathbf{y}(k) = [i_{s\alpha}(k) \quad i_{s\beta}(k)]^T. \quad (6.29)$$

#### 6.4 Algoritmus rozšířeného Kalmanova filtru

Jak je patrné z předchozí kapitoly, asynchronní motor lze považovat za nelineární systém, a proto je pro odhad stavu nutno použít rozšířený Kalmanův filtr - EKF. Cílem použití EKF je tedy získání hodnot neměřených stavů (rotorové úhlové rychlosti a složek spřaženého magnetického toku rotoru) s využitím měřených statorových napětí a proudů a s uvažováním šumu systému a šumu měření.

Algoritmus výpočtu rozšířeného Kalmanova filtru je prováděn dle následujících rovnic (6.30) až (6.36). Odvození těchto rovnic je uvedeno například v [WELCH & BISHOP, 2001]. V rovnicích EKF symbolizuje predikované hodnoty vektoru rovná čárka nad symbolem vektoru  $\bar{\mathbf{x}}$  a estimovaný vektor je označen lomenou čarou  $\hat{\mathbf{x}}$ . Jak bylo zmíněno dříve,



rekurzivní algoritmus EKF se skládá ze dvou kroků. Prvním krok je tzv. predikční nebo také časový, který predikuje vývoj stavu na základě modelu systému a skládá se z

- rovnice predikce stavového vektoru

$$\bar{\mathbf{x}}(k+1) = \mathbf{F}_d[\mathbf{x}(k)]\hat{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{G}_d\mathbf{u}(k), \quad (6.30)$$

- rovnice pro výpočet kovarianční matice predikce

$$\bar{\mathbf{P}}(k+1) = \frac{\partial \mathbf{f}_d[\mathbf{x}(k)]}{\partial \mathbf{x}} \bigg|_{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}_k} \hat{\mathbf{P}}(k) \frac{\partial \mathbf{f}_d[\mathbf{x}(k)]^T}{\partial \mathbf{x}} \bigg|_{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}_k} + \mathbf{Q}, \quad (6.31)$$

kde  $\mathbf{f}_d = \mathbf{F}_d[\mathbf{x}(k)]\mathbf{x}(k)$  - diskrétní vektorová funkce.

Korekčním neboli filtračním krokem získáme estimovaný vektor stavu, který je dán hodnotami predikovaného stavu získaného v časovém kroku ovlivněné korekcí zahrnující hodnoty aktuálního měření. Váhu korekce určuje tzv. Kalmanovo zesílení  $\mathbf{K}$ .

Rovnice estimace stavového vektoru

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1) = \bar{\mathbf{x}}(k+1) + \mathbf{K}(k+1)[\mathbf{y}(k+1) - \bar{\mathbf{y}}(k+1)], \quad (6.32)$$

kde

$$\bar{\mathbf{y}}(k+1) = \mathbf{H}_d\bar{\mathbf{x}}(k+1) = \begin{bmatrix} \bar{i}_{s\alpha} & \bar{i}_{s\beta} \end{bmatrix}^T \quad \text{a} \quad \mathbf{y}(k+1) = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} \end{bmatrix}^T, \quad (6.33)$$

a Kalmanovo zesílení

$$\mathbf{K}(k+1) = \bar{\mathbf{P}}(k+1)\mathbf{H}_d^T [\mathbf{H}_d\bar{\mathbf{P}}(k+1)\mathbf{H}_d^T + \mathbf{R}]^{-1}, \quad (6.34)$$

kovarianční matice chyby odhadu

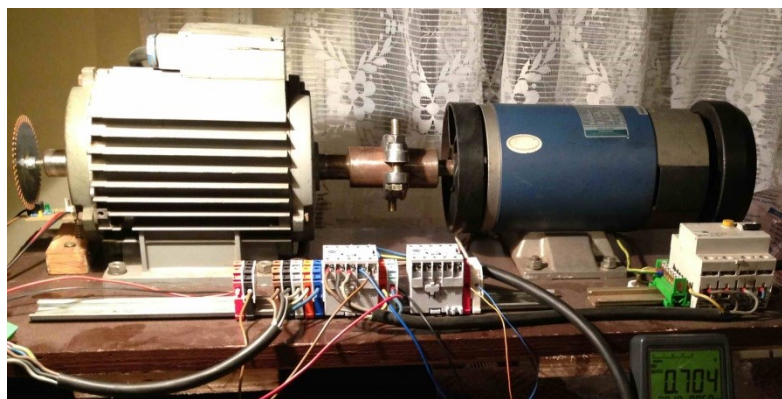
$$\mathbf{P}(k+1) = \bar{\mathbf{P}}(k+1) - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}_d\bar{\mathbf{P}}(k+1). \quad (6.36)$$

V rovnicích (6.31) a (6.34) vystupují kovarianční matice  $\mathbf{Q}$  a  $\mathbf{R}$ , které představují šum systému  $\mathbf{Q}$  a šum měření  $\mathbf{R}$ . Šumy se předpokládají nekorelované, proto budou matice  $\mathbf{Q}$  a  $\mathbf{R}$  diagonální. Hodnoty prvků těchto matic je nutno zvolit. Přestože se zavedeným předpokladem množství volených prvků obou matic výrazně kleslo, bývá jejich volba nejkritičtější částí návrhu EKF. Z literatury [WELCH & BISHOP, 2001] je možné pro nastavení matic použít pravidla. Obecně platí, že zvětšováním prvků matice  $\mathbf{Q}$  se snižuje důvěryhodnost modelu a zvětšováním prvků matice  $\mathbf{R}$  budou měřené hodnoty považovány za více zatížené šumem.

V případě, že budou rozdíly v nastavení matic příliš velké, může dojít až ke vzniku nestability.

## **6.5 Experimentální soustrojí**

V počátcích výzkumu bylo za účelem experimentálního ověření navržených robustních algoritmů řízení sestaveno experimentální soustrojí (obr. 2) skládající se z třífázového asynchronního motoru AP90L-4 o výkonu 1,5 kW a ze stejnosměrného motoru o výkonu 2,2 kW (3 HP) buzeného permanentními magnety sloužícího k zatěžování pohonu.



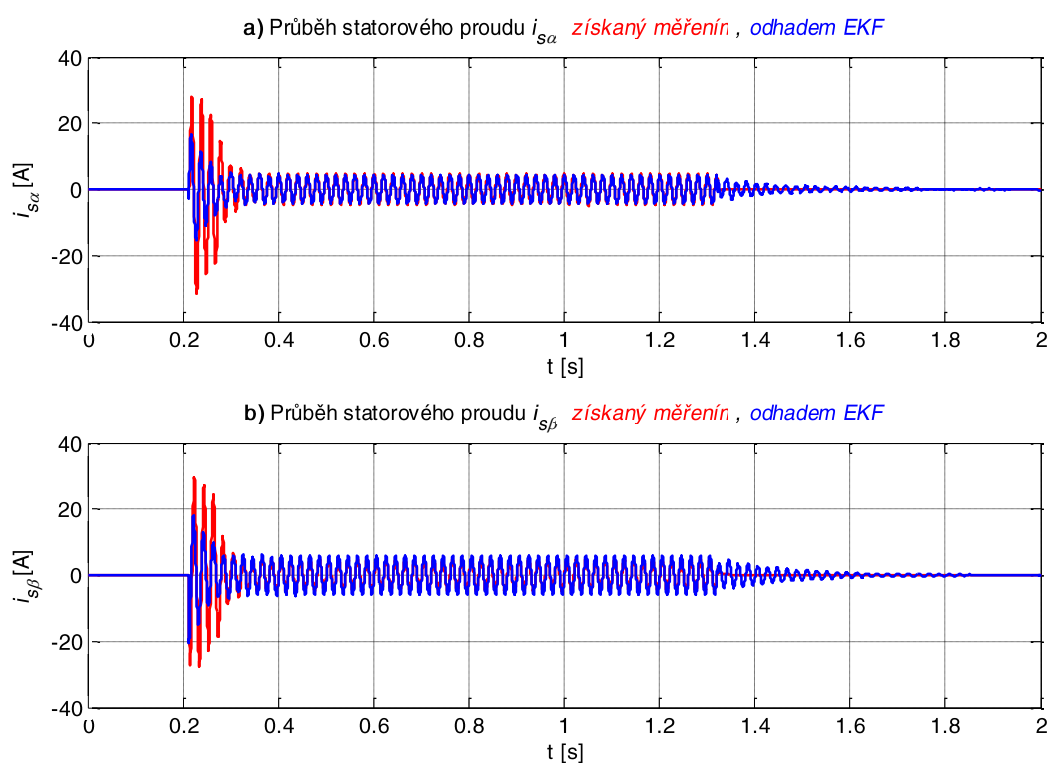
**Obr. 2 - Experimentální soustrojí**

Stěžejním experimentem byl pro offline identifikaci magnetického toku rotoru volný rozběh motoru s následným zatížením motoru realizovaným pomocí stejnosměrného motoru. Záznamy měřených veličin byly uloženy do tří souborů, každý obsahuje záznam průběhu napětí a proudu každé fáze.

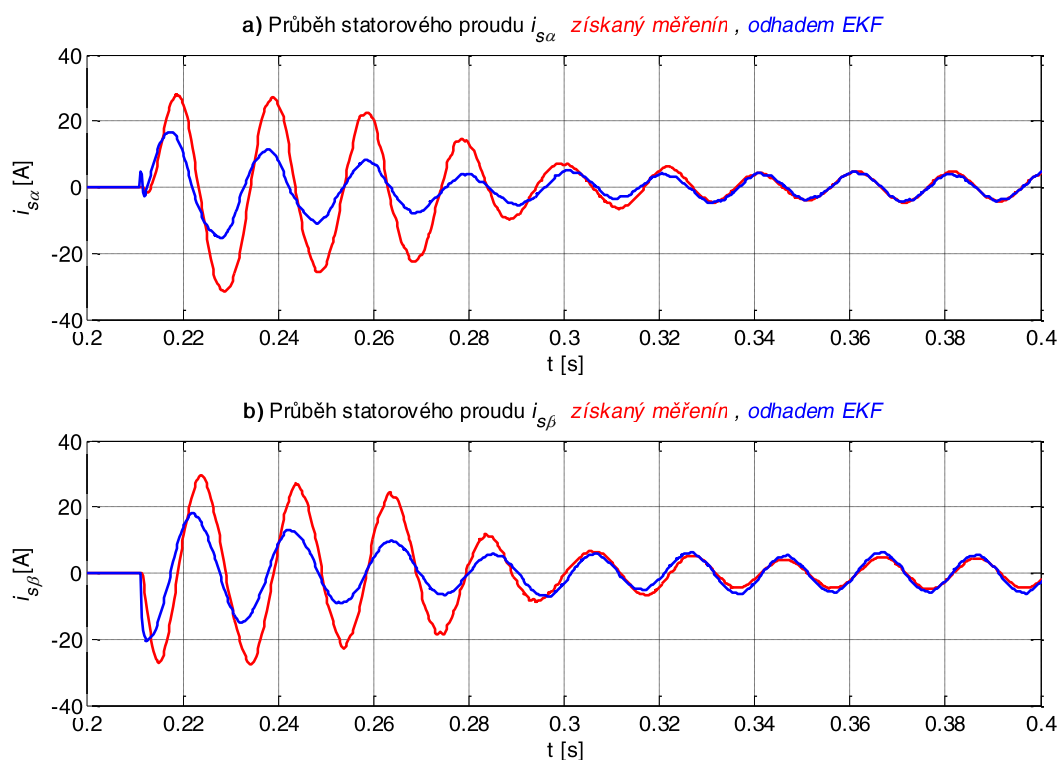
## **6.6 Vyhodnocení magnetického toku a identifikace parametrů asynchronního motoru**

Z experimentálně získaných dat byly pomocí rozšířeného Kalmanova filtru odhadovány průběhy magnetického toku rotoru a průběh otáček [DUDA, 2012]. Odhadované průběhy jsou z důvodu snadného porovnání vykresleny současně s průběhy příslušných veličin získaných měření a analyticky pomocí napěťového modelu motoru, viz (kap. 5). Nutno připomenout, že před použitím rozšířeného Kalmanova filtru byla provedena transformace naměřených

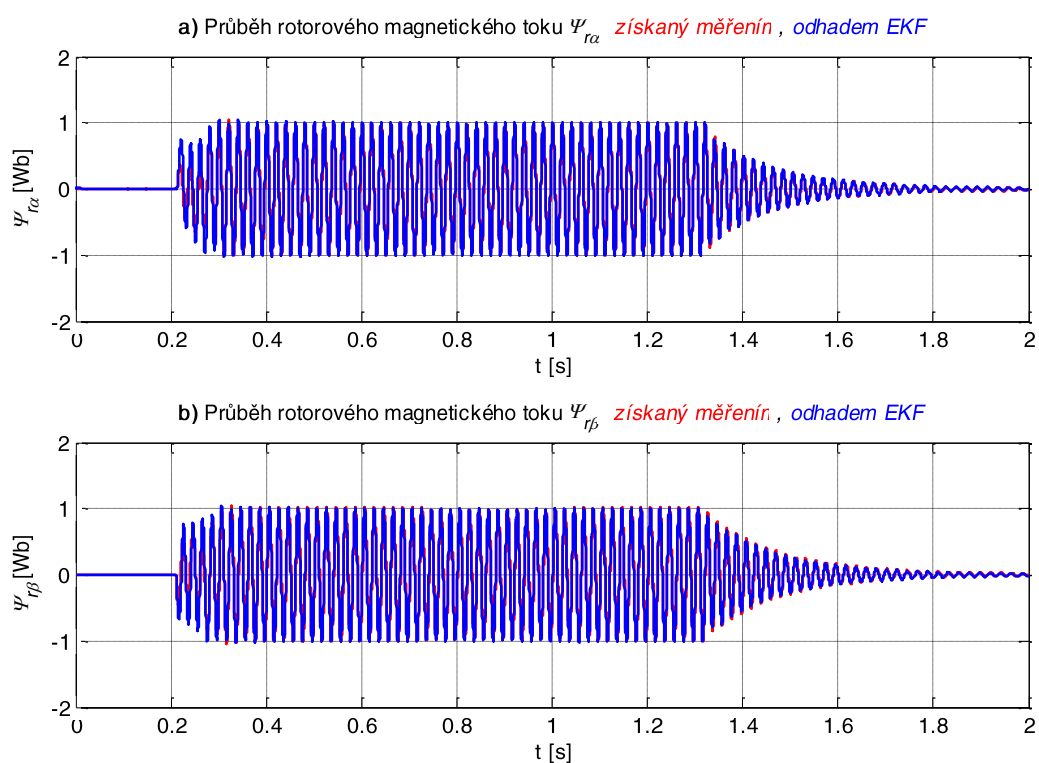
veličin do pravoúhlého souřadného systému  $\alpha, \beta$  spojeného se statorem. Volba tohoto souřadného systému (mimo to, že eliminuje nelinearity v transformační matici) je v případě nepřímé metody identifikace polohy rotoru jednoznačně určena požadavkem znalosti střídavých průběhů složek magnetického toku rotoru. Z těchto průběhů se pak určuje úhel natočení rotoru, jehož aktuální hodnota je nezbytná k realizaci vektorově orientovaného řízení asynchronního motoru.



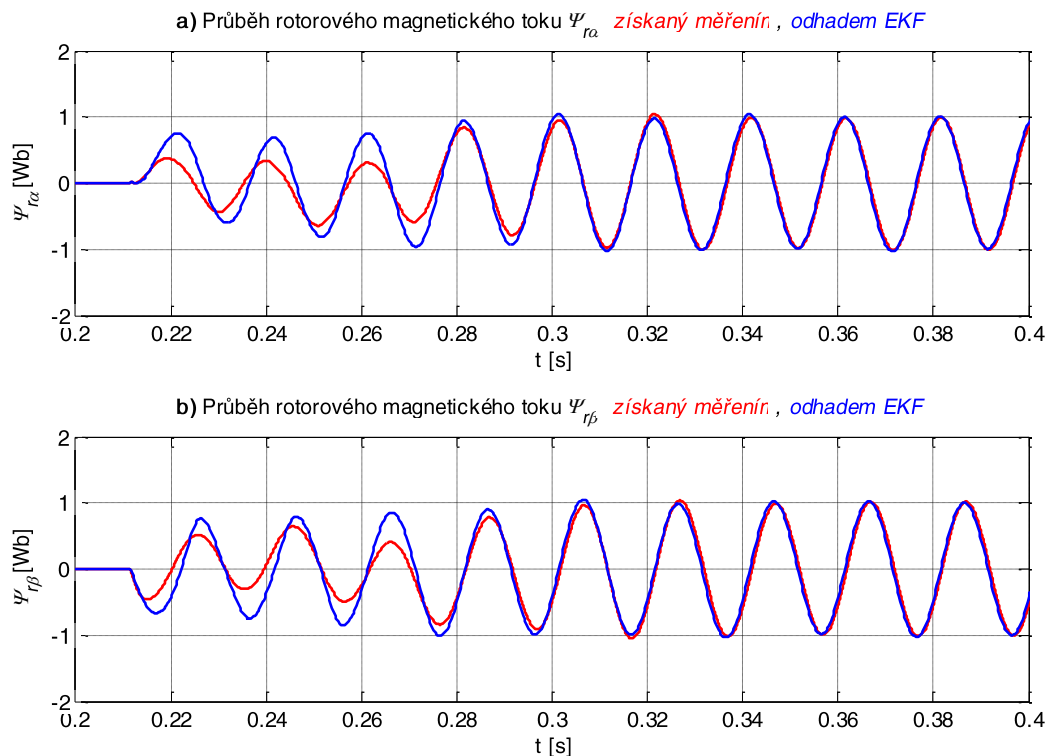
Obr. 3 - Průběhy měřených a odhadovaných satorových proudů



Obr. 4 - Detail průběhů měřených a odhadovaných satorových proudů při rozběhu



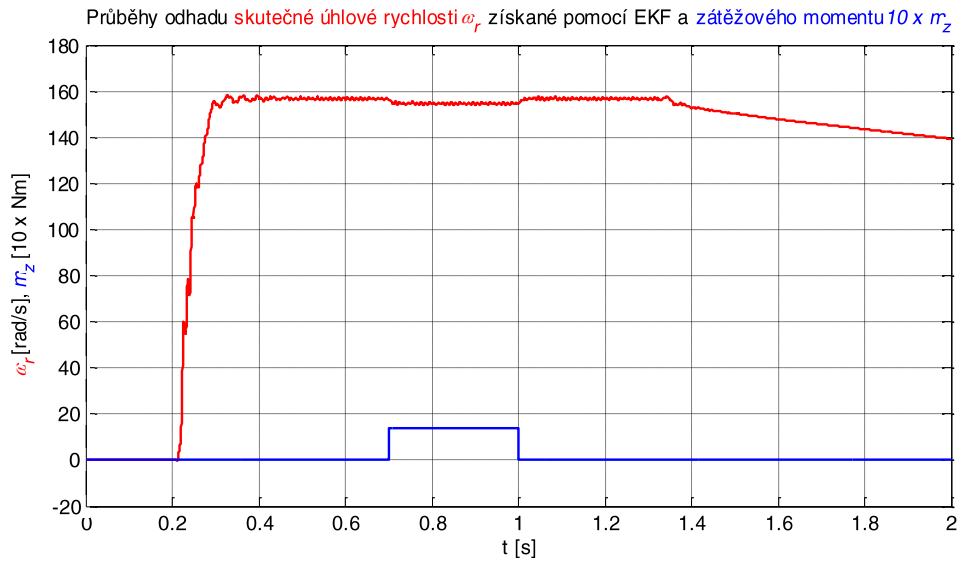
Obr. 5 - Průběhy magnetických toků rotoru získaných analyticky a odhadem



Obr. 6 - Detail průběhů magnetických toků rotoru při rozběhu získaných analyticky a odhadem

U všech sledovaných veličin je patrné velmi těsné sledování měřených a analyticky získaných průběhů průběhy odhadovanými, až na drobné nepřesnosti zvláště u přechodových dějů (rozběh motoru), které lze přisoudit diskretizaci a následným zjednodušením modelu a hlavně pak nedokonalostí výchozího modelu asynchronního motoru, který nezahrnuje modely nasycení magnetického obvodu, ztráty v železe, vliv oteplení apod. Současně se také může nepříznivě projevit nedůsledné splnění stanovených předpokladů, jako jsou např. harmonické napájení nebo dokonalá symetrie stroje.

Obr. 7 vykresluje průběh skutečných otáček asynchronního motoru získaný bez použití senzoru snímače otáček odhadem pomocí EKF z měřených průběhů statorových napětí a proudů [SHAW & LEEB, 1999]. Současně je uveden i průběh zatěžujícího momentu  $m_e$ , který je pro přehlednost vykreslen jako desetinásobek skutečného zatěžujícího momentu.



**Obr. 7 - Průběh zátěžného momentu a skutečných otáček rotoru získaných odhadem**

Ve fázi ověřování a ladění navrženého EKF byly metodou pozorování vlivu změn jednotlivých parametrů asynchronního motoru původní parametry motoru postupně aproximovány na nové hodnoty tak, aby byly minimalizovány chyby měřených a analyticky získaných veličin v porovnání s veličinami odhadovanými pomocí EKF. Tímto pracným a časově náročným postupem byla v podstatě manuálně provedena identifikace parametrů asynchronního motoru s odpovídající přesností. Výchozí parametry (indukčnosti  $L_s = 0,097 \text{ H}$ ,  $L_r = 0,097 \text{ H}$  a  $L_m = 0,089 \text{ H}$ ) asynchronního motoru byly převzaty z [HAVLENA, 1996] a činný odpor statoru  $R_s = 7,5 \Omega$  byl změřen tzv. DC testem.

Nastavení vstupních hodnot a naprogramování rekurzivního algoritmu Kalmanova filtru, včetně provedení vlastního výpočtu bylo realizováno v prostředí programu MATLAB prostřednictvím následujícího M-file, ve kterém jsou uvedeny nové hodnoty parametrů motoru získané manuální aproximací.

```
%zadani parametru
Rs=7.5; Rr=9.6; Ls=0.168; Lr=0.168; Lm=0.165; J=0.0068; B=0.001; p=2; omegar=0; T=1/4410;
Kr=Rs+(Rr*Lm*Lm/Lr/Lr); Kl=Ls-(Lm^2/Lr); Tr=Lr/Rr; a=(3*p*Lm)/(2*J*Lr); f=B/J; sigma=1-(Lm^2/(Ls*Lr));
%matice sumu
la=1e-4; tz=1e-4; mi=1e-2; de=1e-2;
P=[1 0 0 0 0; 0 1 0 0 0; 0 0 1 0 0; 0 0 0 1 0; 0 0 0 0 1];
R=[1 0; 0 1];
G=[la 0 0 0 0; 0 la 0 0 0; 0 0 la 0 0; 0 0 0 la 0; 0 0 0 0 mi];
Q=[tz 0 0 0 0; 0 tz 0 0 0; 0 0 tz 0 0; 0 0 0 tz 0; 0 0 0 0 de];
QG=G*Q*G';
```

```
%definice vektoru času
t=(0:2/8819:2);
ti=(0:2/8820:2);
%definice stavových proměnných
x=[0 0 0 0 0]'; xm=[0 0 0 0 0]'; stav=[0 0 0 0 0]';
%diskretizovana matice rizeni
Gd=T/Kl*[1 0; 0 1; 0 0; 0 0; 0 0];
%diskretizovana matice mereni
Hd=[1 0 0 0 0; 0 1 0 0 0];
%diskretizovana matice poruchy
Vd=T/J*[0; 0; 0; 0; 1];
for k=(1:8820)
    k=k+1;
    % aktualizace matice systemu
    Fd=[1-Kr*T/Kl 0 Lm*Rr*T/Kl/Lr^2 Lm*p/2/Kl/Lr*x(5)*T 0;
        0 1-Kr*T/Kl -Lm*p/2/Kl/Lr*x(5)*T Lm*Rr*T/Kl/Lr^2 0;
        Lm*T/Tr 0 1-T/Tr -x(5)*p*T/2 0;
        0 Lm*T/Tr x(5)*p*T/2 1-T/Tr 0;
        -a*T*x(4) a*T*x(3) 0 0 1-(T*f)];
    % aktualizace parcialni derivace matice systemu
    dFd=[1-Kr*T/Kl 0 Lm*Rr*T/Kl/Lr^2 Lm*p/2/Kl/Lr*x(5)*T Lm*p/2/Kl/Lr*x(4)*T;
        0 1-Kr/Kl*T -Lm*p/2/Kl/Lr*x(5)*T Lm*Rr*T/Kl/Lr^2 Lm*p/2/Kl/Lr*T*x(3);
        Lm*T/Tr 0 1-T/Tr -x(5)*p*T/2 -p/2*x(4)*T;
        0 Lm*T/Tr x(5)*p*T/2 1-T/Tr p/2*x(3)*T;
        -a*T*x(4) a*T*x(3) a*T*x(2) -a*T*x(1) 1-(T*f)];
    % vypocet
    xm=Fd*x+Gd*u_s(k,:)'-Vd*me(k);
    GQG=GQG-dFd*GQG*dFd'*T;
    Pm=dFd*P*dFd'+GQG;
    K=Pm*Hd'*inv(Hd*Pm*Hd'+R);
    x=xm+K*(i_s(k,:)'-Hd*xm);
    stav(:,k-1)=xm;
    P=Pm-K*Hd*Pm;
End
```

## 7 Simulační ověření vybraných robustních algoritmů řízení

Nedílnou součástí návrhu jakéhokoli zpětnovazebního řízení je ověření jeho funkčnosti a chování v interakci s řízeným podsystémem. Jak bylo uvedeno dříve, metoda agregace stavových proměnných umožňuje návrh robustních algoritmů řízení pracujících v klouzavých módech. Vlastní návrh a jejich simulační ověření bude předmětem této kapitoly.

### 7.1 Syntéza řízení metodou agregace stavových proměnných

Jak bylo uvedeno výše, pro  $\mathbf{D} = \mathbf{I}$ , optimální zpětnovazební řízení

$$\mathbf{u} = \mathbf{G}(\mathbf{x}, \mathbf{v}, t)^{-1} [\mathbf{T}^{-1} \mathbf{q}(\mathbf{e}) + \dot{\mathbf{x}}^w - \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{v}, t)], \quad (7.1)$$

navržené metodou agregace stavových proměnných minimalizuje kvadratický účelový funkcionál

$$J = \int_0^{\infty} [\mathbf{q}^T(\mathbf{e}) \mathbf{q}(\mathbf{e}) + \dot{\mathbf{e}}^T \mathbf{T}^2 \dot{\mathbf{e}}] dt, \quad (7.2)$$

a zajišťuje uzavřený systém řízení ve tvaru

$$\dot{\mathbf{e}} + \mathbf{T}^{-1} \mathbf{q}(\mathbf{e}) = \mathbf{0}, \quad \mathbf{e} = \mathbf{x}^w - \mathbf{x}. \quad (7.3)$$

Jak bylo uvedeno v kapitole (2.2) jsou vlastnosti optimální zpětnovazební řízení (7.1) silně závislé na zvoleném tvaru vektorové funkce  $\mathbf{q}$ . Při volbě

$$\mathbf{q}(\mathbf{e}) = \mathbf{e} \quad (7.4)$$

bude uzavřený systém řízení (7.3) lineární a pohyb odchylek  $\mathbf{e}$  k rovnovážnému stavu bude exponenciální. Optimální řízení (7.1) však vyžaduje dokonalou znalost dynamického pod systému a poruch, je to tedy nerobustní řízení. Absenci znalosti přesného matematického modelu a poruch lze eliminovat přechodem na robustní zpětnovazební řízení  $\mathbf{u}^x$ , které je určováno průběžně na základě vztahu [ZÍTEK, VÍTEČEK, 1999]

$$\mathbf{u}^x = \boldsymbol{\Theta} \int_0^{\infty} \mathbf{m}^w d\tau + \mathbf{u}_0 = \boldsymbol{\Theta} \left( \mathbf{T}^{-1} \int_0^t \mathbf{e} d\tau + \mathbf{e} - \mathbf{e}_0 \right) + \mathbf{u}_0, \quad (7.5)$$

kde  $\mathbf{m}^w = \dot{\mathbf{e}} + \mathbf{T}^{-1} \mathbf{e}$  a  $\boldsymbol{\Theta}$  je diagonální matice zesílení,  $\mathbf{u}_0$  – počáteční řízení.

Výraz (7.4) lze také zapsat ve tvaru

$$\mathbf{u}^x = \boldsymbol{\Theta} \mathbf{m} + \mathbf{u}_0, \quad \mathbf{m} = \mathbf{T}^{-1} \int_0^t \mathbf{e} d\tau + \mathbf{e} - \mathbf{e}_0. \quad (7.6)$$

Robustní řízení s vysokým zesílením může mít negativní vliv spočívající ve vysokých hodnotách prvků diagonální matice  $\boldsymbol{\Theta}$ , které mohou způsobit neakceptovatelné hodnoty řídicích proměnných, které jsou navíc při reálné aplikaci algoritmů vždy limitovány. Toto může mít negativní vliv na stabilitu uzavřeného systému řízení stejně jako případná přítomnost výrazných neurčitostí a neměřitelných poruch. Tomu lze předejít dodáním nelineární znaménkové funkce sign dle následujícího schématu



$$\mathbf{u}^{sl} = \mathbf{U}^m \mathbf{sign}(\mathbf{m}) + \mathbf{u}_0, \quad (7.7)$$

$$\mathbf{U}^m = \text{diag}[u_1^m, u_2^m, \dots, u_m^m]^T, \quad (7.8)$$

$$\mathbf{sign}(\mathbf{m}) = [\text{sign}(m_1), \text{sign}(m_2), \dots, \text{sign}(m_m)]^T, \quad (7.9)$$

$$\text{sign}(m_j) = \begin{cases} 1 & \text{pro } m_j \geq 0 \\ -1 & \text{pro } m_j < 0 \end{cases}, \quad (7.10)$$

kde  $\text{sign}$  je znaménková funkce,  $u_j^m$  - limitní hodnoty řídicích proměnných.

Robustní řízení s funkcí  $\text{sign}$  je charakterizováno příliš vysokou aktivitou řízení, což může být v některých případech nežádoucí.

K zamezení vysoké aktivity řízení lze znaménkovou funkci nahradit její spojitou náhradou, kterou je funkce nasycení – saturace. Algoritmus s funkcí nasycení má pak ve vektorovém zápisu tento tvar

$$\mathbf{u}^{sa} = \mathbf{U}^m \mathbf{sat}(\mathbf{m}) + \mathbf{u}_0. \quad (7.11)$$

$$\mathbf{U}^m = \text{diag}[u_1^m, u_2^m, \dots, u_m^m]^T, \quad (7.12)$$

$$\mathbf{sat}(\mathbf{m}) = \left[ \text{sat}\left(\frac{m_1}{\delta_1}\right), \text{sat}\left(\frac{m_2}{\delta_2}\right), \dots, \text{sat}\left(\frac{m_m}{\delta_m}\right) \right]^T, \quad (7.13)$$

$$\text{sat}\left(\frac{m_j}{\delta_j}\right) = \begin{cases} 1 & \text{pro } \frac{m_j}{\delta_j} > 1 \\ \frac{m_j}{\delta_j} & \text{pro } \left| \frac{m_j}{\delta_j} \right| \leq 1 \\ -1 & \text{pro } \frac{m_j}{\delta_j} < -1 \end{cases}, \quad (7.14)$$

kde  $\delta$  - malé kladné číslo.

Další možností je náhrada hyperbolickou funkcí  $\text{tgh}$ . Algoritmus má pak tvar

$$\mathbf{u}^{tgh} = \mathbf{U}^m \mathbf{tgh}(\mathbf{m}) + \mathbf{u}_0. \quad (7.15)$$

$$\mathbf{U}^m = \text{diag}[u_1^m, u_2^m, \dots, u_m^m]^T, \quad (7.16)$$

$$\mathbf{tgh}(\mathbf{m}) = [\text{tgh}(m_1), \text{tgh}(m_2), \dots, \text{tgh}(m_m)]^T, \quad (7.17)$$

Nevýhodou této náhrady je však vysoká výpočetní náročnost spočívající v rozkladu funkce v řadu s mnoha členy.

Další možnou modifikací může být náhrada znaménkové funkce sign spojitou funkcí fce protože přibližně platí [UTKIN, 1992]

$$\text{sign}(x) = \frac{x}{|x|} \approx \frac{x}{|x| + \delta} = \text{fce}(x). \quad (7.18)$$

Dosazením do (7.6) dostaneme

$$\mathbf{u}^{\text{fce}} = \mathbf{U}^m \mathbf{fce}(\mathbf{m}) + \mathbf{u}_0. \quad (7.19)$$

$$\mathbf{U}^m = \text{diag}[u_1^m, u_2^m, \dots, u_m^m]^T, \quad (7.20)$$

$$\mathbf{fce}(\mathbf{m}) = [\text{fce}(m_1), \text{fce}(m_2), \dots, \text{fce}(m_m)]^T, \quad (7.21)$$

Funkce fce je průběhem velmi podobná funkci hyperbolický tangens, která je u klouzavého řízení často používána, výpočetní náročnost je však u funkce fce mnohem menší. Nesporně zajímavou modifikací by mohla být volba čísla  $\delta$  jako funkcí velikosti regulační odchylky v souladu se splněním podmínky o jeho kladné hodnotě.

## 7.2 Simulační ověření vybraných robustních algoritmů řízení

Pro simulační ověření vybraných modifikací robustních algoritmů řízení byl pro názornost jako referenční vzor zvolen stejnosměrný motor s konstantním buzením (motor s permanentními magnety). Cílem řízení bylo udržení otáček motoru na požadované hodnotě.

Předpokládejme matematický model stejnosměrného motoru s konstantním buzením popsán rovnicemi [NOSKIEVIČ, 1999]

$$J \frac{d\omega}{dt} = m_e - m_z, \text{ kde } m_e = c \cdot \Phi \cdot i_a, \quad (7.22)$$

$$u(t) = c \cdot \Phi \cdot \omega(t) + R_m i_a(t) + L_m \frac{di_a(t)}{dt}, \quad (7.23)$$

kde  $\Phi$  je magnetický tok [Wb],  $c \cdot \Phi$  je konstanta motoru.

Úpravou dostaneme maticový tvar stavového modelu ve standardním tvaru

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \omega \\ i_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{c \cdot \Phi}{J} \\ -\frac{c \cdot \Phi}{L_m} & -\frac{R_m}{L_m} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \omega \\ i_a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{J} \\ 0 \end{bmatrix} m_z + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_m} \end{bmatrix} u. \quad (7.24)$$

Pro model (7.24) lze na základě vztahů uvedených v předchozí kapitole přímo navrhnout čtyři modifikace robustních algoritmů řízení ve tvarech

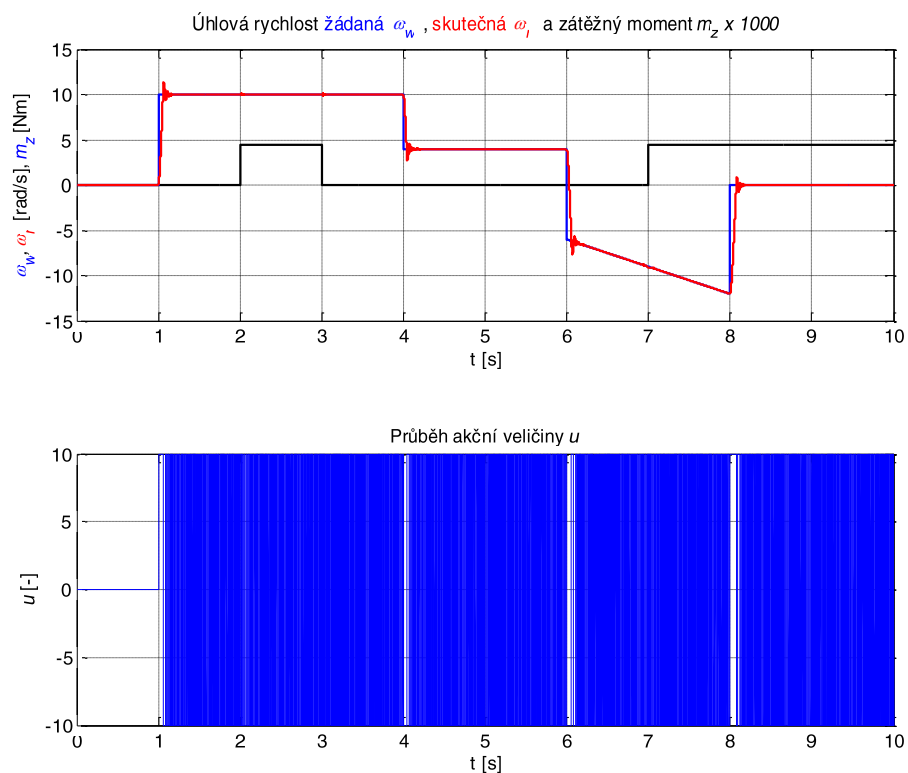
$$u = u^m \operatorname{sign} \left( \frac{1}{T} \int_0^t e d\tau + e \right), \quad (7.25)$$

$$u = u^m \operatorname{sat} \left( \frac{1}{T} \int_0^t e d\tau + e \right), \quad \delta = 1 \quad (7.26)$$

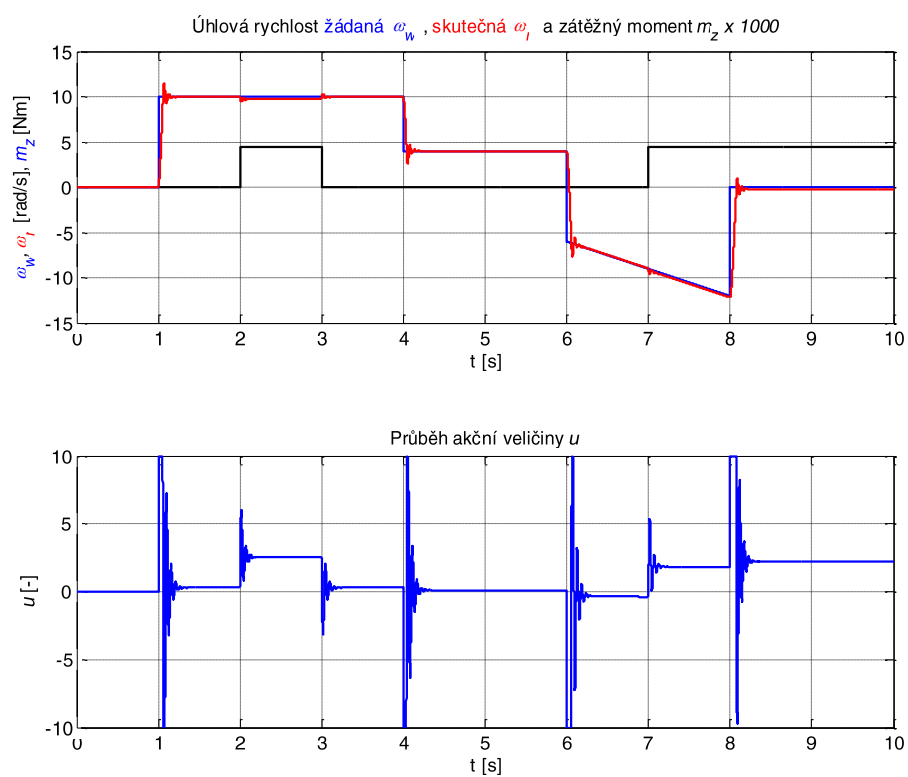
$$u = u^m \operatorname{tgh} \left( \frac{1}{T} \int_0^t e d\tau + e \right), \quad (7.27)$$

$$u = u^m \operatorname{fce} \left( \frac{1}{T} \int_0^t e d\tau + e \right). \quad \delta = 0,1 \quad (7.28)$$

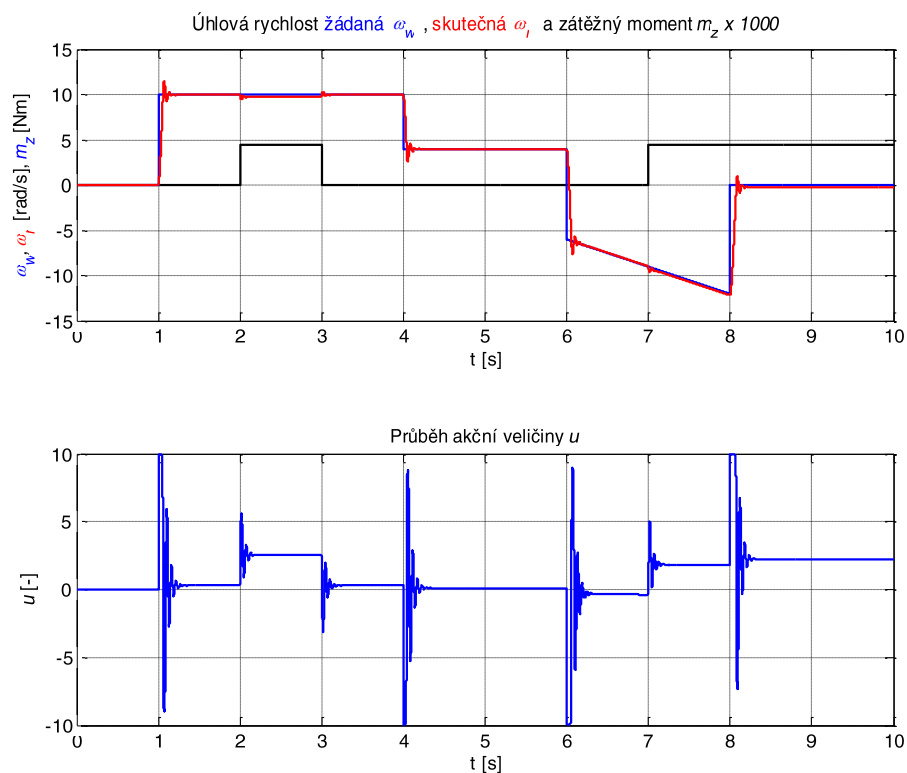
Za účelem simulačního ověření navržených algoritmů (7.25 – 7.28) byl v programu MATLAB-Simulink sestaven model uzavřeného systému řízení a byly provedeny simulace pro jednotlivé modifikace navržených robustních algoritmů řízení. Simulace byly provedeny pro tyto parametry stejnosměrného motoru  $R_m = 15 \Omega$ ,  $u^m = 10 \text{ V}$ ,  $L_m = 0,3 \text{ H}$ ,  $c \cdot \Phi = 0,03$ ,  $m_z = 0,0045 \text{ Nm}$ ,  $J = 7,5 \cdot 10^{-5} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ ,  $T = 0,1 \text{ s}$ .



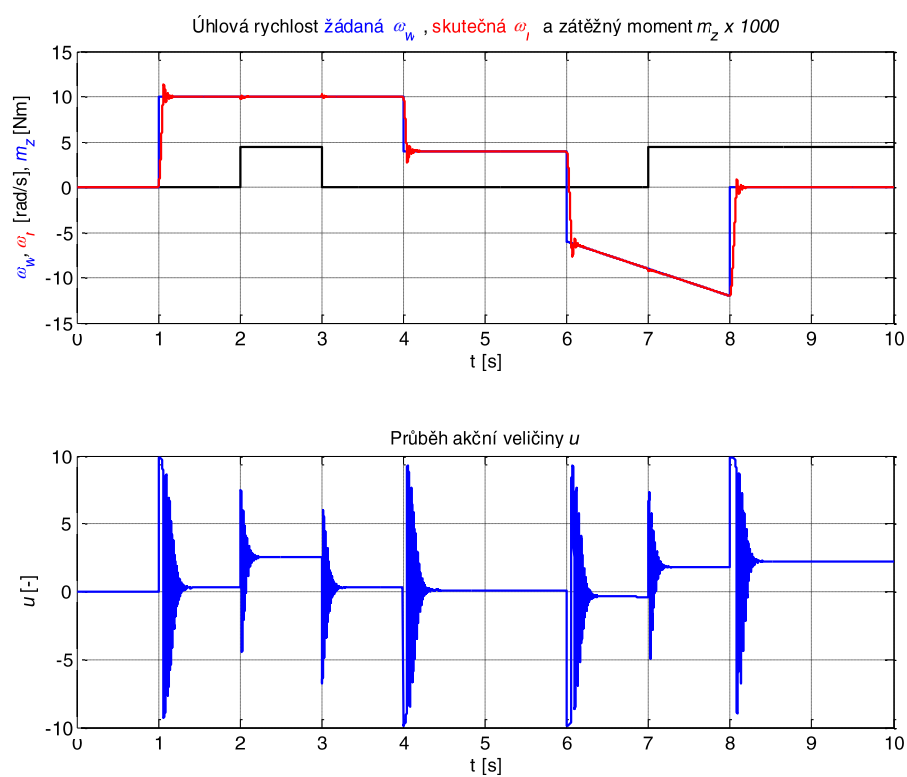
Obr. 8 – Průběhy otáček a akční veličiny robustního algoritmu s funkcí sign



Obr. 9 - Průběhy otáček a akční veličiny robustního algoritmu s funkcí sat



Obr. 10 - Průběhy otáček a akční veličiny robustního algoritmu s funkcí tgh



Obr. 11 - Průběhy otáček a akční veličiny robustního algoritmu s funkcí fce

Z průběhů sledovaných veličin je patrné výhodné využití modifikace robustního algoritmu se spojitou náhradou znaménkové funkce funkcí fce, neboť je stejně jako funkce saturace a hyperbolický tangens charakterizováno nízkou aktivitou akční veličiny, ale navíc precizněji eliminuje působící poruchy.

## **8 Návrh robustního řízení asynchronního motoru**

V minulosti bylo řízení otáček asynchronního motoru s kotvou nakrátko velmi složité a bylo realizováno složitými měniči frekvence, případně skokově přepínáním pólů. Nástup polovodičových prvků a výrazné zvýšení výpočetní kapacity řídicích procesorů, daly možnost použití složitějších algoritmů řízení. V současné době se nejčastěji pro řízení asynchronních motorů používají tyto metody:

- skalární řízení
- přímé řízení momentu – DTC
- vektorově orientované řízení

**Skalární řízení** je nejrozšířenější způsob řízení a je využíváno pro nejběžnější aplikace a spočívá pouze ve změně frekvence napájecího napětí (při nízkých otáčkách bývá měněna i amplituda), čímž je dosaženo požadované úhlové rychlosti rotujícího magnetického pole, potažmo úhlové rychlosti rotoru, která je nižší. Rozdíl těchto dvou úhlových rychlostí se nazývá skluzová úhlová rychlost. Tento způsob řízení nevyžaduje žádné informace o aktuálním stavu motoru, není tedy nutno měřit jakékoli parametry a řízení probíhá dle předem pevně nastavených algoritmů. Měniče, jako kompaktní celky, mají většinou pouze ochrany proti přetížení a poškození v případě poruchy motoru.

**Přímé řízení momentu** je pokročilejší algoritmus řízení, který již využívá měřených parametrů, jakými mohou být satorová napětí, proudy a otáčky. Ze skutečných hodnot těchto parametrů se odhaduje aktuální poloha rotoru a na jejím základě jsou algoritmem DTC generovány příslušné akční zásahy. Aktuální poloha rotoru se zpravidla odhaduje s přesností 1/6 otáčky, tzn. že jedna otáčka je rozdělena na šest sektorů, kterému odpovídá tzv. spínací tabulka. Obecný problém tohoto způsobu řízení spočívá v reverzaci motoru, kdy není možné

zaměnit spínací tabulky, protože by došlo k vysokému proudovému přetížení. Reverzaci motoru je tedy nutno řešit změnou algoritmu řízení [TAKAHASHI, NOGUCHI, 1986].

**Vektorově orientované řízení** je pokročilý způsob řízení a řadí se mezi složitější, neboť je k jeho správné funkci nutno přesně znát aktuální polohu rotoru. Princip pak spočívá v rozložení prostorového vektoru statorového proudu na dvě navzájem kolmé složky tzv. momentotvornou a magnetizační tak, aby se navzájem neovlivňovaly [MURATA, 1990; NEBORÁK, 2009; SKALICKÝ, 2007; VÍTEČEK, 1996]. Dosažení uvedených podmínek pak umožňuje optimální provoz motoru v ustáleném stavu i během přechodových dějů.

### 8.1 Model asynchronního motoru transformovaný pro účely syntézy řízení

Pro účely syntézy řízení je vhodné použít transformaci do souřadného systému  $p$  synchronně rotujícího s magnetickým polem synchronní rychlostí  $\omega_s$ . Při harmonickém napájení se pak budou všechny střídavé veličiny (proudy, napětí a magnetické toky) jevit jako stejnosměrné [VITTEK & DODDS, 2003]. Aplikací příslušné transformace přejdou rovnice ve tvar:

Napěťové rovnice

$$\mathbf{u}_s^p = R_s \mathbf{i}_s^p + \frac{d\mathbf{\Psi}_s^p}{dt} + j\omega_s \mathbf{\Psi}_s^p, \quad (8.1a)$$

$$\mathbf{u}_r^p = R_r \mathbf{i}_r^p + \frac{d\mathbf{\Psi}_r^p}{dt} + j(\omega_s - \omega_r) \mathbf{\Psi}_r^p, \quad (8.1b)$$

rovnice spřažených magnetických toků

$$\mathbf{\Psi}_s^p = L_s \mathbf{i}_s^p + L_m \mathbf{i}_r^p, \quad (8.1c)$$

$$\mathbf{\Psi}_r^p = L_r \mathbf{i}_r^p + L_m \mathbf{i}_s^p, \quad (8.1d)$$

rovnice elektromagnetického momentu motoru

$$m_e = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_r} p \operatorname{Im}\{\mathbf{i}_s^p * \mathbf{\Psi}_r^p\}. \quad (8.1e)$$

Protože bude dále využíván pouze model transformovaný do souřadného systému  $d, q$  spojeného s magnetickým polem, nebudou dále v rovnicích uváděny indexy označující příslušnou komplexní rovinu.

## 8.2 Syntéza řízení asynchronního motoru

Pokud je satorový proud explicitně znám, je zřejmé, že dynamické vlastnosti elektrické části asynchronního motoru plně popisuje napěťová rovnice rotoru. Pak je možno satorový proud považovat za řídicí proměnnou sekundárního obvodu [MURATA, TSUCHIYA & TAKEDA, 1990; ZBORAY & ĎUROVSKÝ, 1996].

Podstatného zjednodušení lze dosáhnout zavedením pseudoproudu  $\mathbf{i}_m$  definovaného vztahem [MURATA, TSUCHIYA & TAKEDA, 1990]

$$\Psi_r = L_r \mathbf{i}_m . \quad (8.2)$$

V souladu s definicí (8.2) a vztahu (8.1d) dostaneme

$$\mathbf{i}_m = \frac{L_m}{L_r} \mathbf{i}_s + \mathbf{i}_r . \quad (8.3)$$

Z rovnic (8.1b) a (8.1d) se po úpravě obdrží

$$L_r \frac{d\mathbf{i}_r}{dt} = -(R_r + j(\omega_s - \omega_r)L_r)\mathbf{i}_r - j(\omega_s - \omega_r)L_m \mathbf{i}_s - L_m \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} , \quad (8.4)$$

a po uvažování (8.3) dostaneme

$$\frac{d\mathbf{i}_m}{dt} = -\left(\frac{R_r}{L_r} + j(\omega_s - \omega_r)\right)\mathbf{i}_m + \frac{R_r L_m}{L_r^2} \mathbf{i}_s . \quad (8.5)$$

V souladu s (8.2) bude mít vztah (8.1e) vyjadřující elektromagnetický moment motoru tvar

$$m_e = \frac{3}{2} p L_m (i_{sq} i_{md} - i_{sd} i_{mq}) , \quad (8.6)$$

kde  $i_{md} = \text{Re}\{\mathbf{i}_m\}$ ,  $i_{mq} = \text{Im}\{\mathbf{i}_m\}$ ,  $i_{sd} = \text{Re}\{\mathbf{i}_s\}$ ,  $i_{sq} = \text{Im}\{\mathbf{i}_s\}$ .

Pohybová rovnice motoru pak bude



$$\frac{1}{p} \left( J \frac{d\omega_r}{dt} + B \omega_r \right) = \frac{3}{2} p L_m (i_{sq} i_{md} - i_{sd} i_{mq}) - m_z. \quad (8.7)$$

Úpravou rovnic (4.2) a (8.1) dostaneme ve složkovém rozepsání systém rovnic

$$\frac{d\omega_r}{dt} = -\frac{B}{J} \omega_r + \frac{3}{2} p^2 L_m (i_{sq} i_{md} - i_{sd} i_{mq}) - \frac{p}{J} m_z, \quad (8.8a)$$

$$\frac{di_{md}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} i_{md} + (\omega_s - \omega_r) i_{mq} + \frac{R_r L_m}{L_r} i_{sd}, \quad (8.8b)$$

$$\frac{di_{mq}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} i_{mq} - (\omega_s - \omega_r) i_{md} + \frac{R_r L_m}{L_r} i_{sq}. \quad (8.8c)$$

Soustava rovnic (8.8) představuje matematický model třetího řádu asynchronního motoru. Tento model obsahuje tři vstupní proměnné -  $\omega_s$ ,  $i_{sd}$ ,  $i_{sq}$  a tři výstupní proměnné -  $\omega_r$ ,  $i_{md}$ ,  $i_{mq}$  [VÍTEČEK, 1996]. Je vhodné připomenout, že uvedený popis je vztažen k pravoúhlému souřadnému systému  $d, q$  synchronně rotujícím s magnetickým polem.

Substitucí

$$\begin{aligned} x_1 &= \omega_r & u_1 &= \omega_s \\ x_2 &= i_{md}, & u_2 &= i_{sd}, & v &= m_z, \\ x_3 &= i_{mq} & u_3 &= i_{sq} \end{aligned} \quad (8.9)$$

dostaneme matematický model asynchronního motoru ve standardním tvaru [ZÍTEK & VÍTEČEK 1999]

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, v) + \mathbf{G}(\mathbf{x}) \mathbf{u}, \quad (8.10a)$$

$$\mathbf{x} = [x_1, x_2, x_3]^T, \quad \mathbf{u} = [u_1, u_2, u_3]^T, \quad (8.10b)$$

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}, v) = \begin{bmatrix} -a_1 x_1 & -a_2 v \\ -x_1 x_3 & -a_3 x_2 \\ x_1 x_2 & -a_3 x_3 \end{bmatrix}, \quad (8.10c)$$

$$\mathbf{G}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 & -b_1 x_3 & b_1 x_2 \\ x_3 & b_2 & 0 \\ -x_2 & 0 & b_2 \end{bmatrix}, \quad (8.10d)$$

$$a_1 = \frac{B}{J}, \quad a_2 = \frac{p}{J}, \quad a_3 = \frac{R_r}{L_r}, \quad b_1 = \frac{3}{2} p^2 L_m, \quad b_2 = \frac{R_r L_m}{L_r}. \quad (8.10e)$$

Pro uvedený model asynchronního motoru (8.8) lze na základě vztahů uvedených v kapitole (7) a za použití spojité náhrady znaménkové funkce sign přímo ve složkovém tvaru psát [DUDA & VÍTEČEK, 2011]

$$u_1^{sl} = u_1^m \text{fce} \left( \frac{1}{T_1} \int_0^t e_1 d\tau + e_1 - e_{10} \right) + u_{10}, \quad (8.11a)$$

$$u_2^{sl} = u_2^m \text{fce} \left( \frac{1}{T_2} \int_0^t e_2 d\tau + e_2 - e_{20} \right) + u_{20}, \quad (8.11b)$$

$$u_3^{sl} = u_3^m \text{fce} \left( \frac{1}{T_3} \int_0^t e_3 d\tau + e_3 - e_{30} \right) + u_{30}, \quad (8.11c)$$

kde cílem řízení je udržení skutečných otáček motoru  $\omega_r$  a složek pseudoproudu  $i_m$  na požadovaných hodnotách.

### 8.3 Analýza robustnosti algoritmů řízení navržených metodou agregace

Předpokládá se řízený nelineární podsystém ve tvaru (model asynchronního motoru)

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \Delta \mathbf{f}(\mathbf{x}) + [\mathbf{G}(\mathbf{x}) + \Delta \mathbf{G}(\mathbf{x})] \mathbf{u} + \mathbf{v}, \quad \mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_0, \quad (8.12a)$$

$$\dim \mathbf{x} = \dim \mathbf{f} = \dim \Delta \mathbf{f} = \dim \mathbf{u} = 3, \quad (8.12b)$$

$$\dim \mathbf{G} = \dim \Delta \mathbf{G} = (3,3), \quad \det \mathbf{G} \neq 0, \quad (8.12c)$$

kde  $\mathbf{v}$  je vektor neměřitelných poruch.

Podsystém (8.12) upravíme na tvar

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{G}(\mathbf{x})[\mathbf{u} + \mathbf{h}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \mathbf{v}, t)], \quad \mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_0, \quad (8.13a)$$

$$\mathbf{h} = \mathbf{G}^{-1}(\mathbf{x})[\Delta \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{v}(t)] + \Delta \mathbf{G}(\mathbf{x})\mathbf{u}, \quad (8.13b)$$

$$\mathbf{e} = \mathbf{x}^w - \mathbf{x}, \quad \mathbf{s} = -\mathbf{D}\mathbf{e}. \quad (8.13c)$$

Protože

$$\dim \mathbf{e} = \dim \mathbf{s} \Rightarrow \mathbf{D} = \mathbf{I}, \quad \dim \mathbf{D} = \dim \mathbf{I} = (3,3), \quad (8.14)$$

pak

$$\mathbf{s} = -\mathbf{e} \Rightarrow \dot{\mathbf{s}} + \mathbf{T}^{-1}\mathbf{s} = \mathbf{0} \Rightarrow \dot{\mathbf{e}} + \mathbf{T}^{-1}\mathbf{e} = \mathbf{0} \quad (8.15a)$$

$$\Rightarrow \dot{\mathbf{e}} + \mathbf{T}^{-1}\mathbf{e} = \mathbf{0}, \quad (8.15b)$$

kde  $\mathbf{T} = \text{diag}[T_1, T_2, T_3]$ . Rovnice (8.15b) popisuje optimální uzavřený systém řízení.

Pozn. Z důvodu zvýšení přehlednosti nebudou do konce této kapitoly u funkcí uváděny nezávislé proměnné.

Robustní řízení předpokládáme ve tvaru

$$\mathbf{u}^r = \mathbf{G}^{-1}\mathbf{u}^{ro}, \quad (8.16)$$

kde  $\mathbf{u}^{ro}$  se určí pomocí Ljapunovy funkce

$$V[\mathbf{m}(\mathbf{e})] = \frac{1}{2} \mathbf{m}^T \mathbf{m}, \quad (8.17a)$$

$$\mathbf{m}(\mathbf{e}) = \int_0^t (\dot{\mathbf{e}} + \mathbf{T}^{-1}\mathbf{e}) dt. \quad (8.17b)$$

Asymptotická stabilita systému řízení (8.15b) bude zajištěna, pokud bude platit [ČELIKOVSKÝ, 2006]

$$\dot{V} = \frac{dV}{dt} = \frac{1}{2} (\dot{\mathbf{m}}^T \mathbf{m} + \mathbf{m}^T \dot{\mathbf{m}}) < 0 \quad \text{pro} \quad \mathbf{m} \neq \mathbf{0}. \quad (8.18)$$

Protože výrazy v závorce jsou skaláry, lze psát

$$\dot{V} = \mathbf{m}^T \dot{\mathbf{m}} = \mathbf{m}^T (\dot{\mathbf{e}} + \mathbf{T}^{-1}\mathbf{e}). \quad (8.19)$$

Integrand ve vztahu (8.17b) je uzavřený systém řízení a při uvažování neurčitostí a poruch, dosazením (8.12a) do (8.15b) dostaneme

$$\dot{\mathbf{x}}^w - \mathbf{f} - \mathbf{G}[\mathbf{u}^r + \mathbf{h}] + \mathbf{T}^{-1}\mathbf{e} = \mathbf{0}. \quad (8.20)$$

Dosazením (8.16) a (8.20) do (8.19) a za dodržení podmínky stability (8.18) dostaneme

$$\dot{V} = \mathbf{m}^T (\dot{\mathbf{x}}^w - \mathbf{f} - \mathbf{u}^{ro} - \mathbf{G}\mathbf{h} + \mathbf{T}^{-1}\mathbf{e}) < 0 \Rightarrow \quad (8.21)$$

$$\dot{V} = -\mathbf{m}^T (\mathbf{u}^{ro} + \mathbf{G}\mathbf{h} - \dot{\mathbf{x}}^w + \mathbf{f} - \mathbf{T}^{-1}\mathbf{e}) < 0. \quad (8.22)$$

Zavedeme označení

$$\mathbf{G}\mathbf{h} = \Delta\mathbf{h}. \quad (8.23)$$

Vztah (8.22) s uvažováním (8.23) lze rozepsat složkově

$$\dot{V} = -\sum_{j=1}^3 m_j (u_j^{ro} + \Delta h_j - \dot{x}_j^w + f_j - T_j^{-1}e_j) < 0 \Rightarrow \quad (8.24)$$

$$\sum_{j=1}^3 m_j (u_j^{ro} + \Delta h_j - \dot{x}_j^w + f_j - T_j^{-1}e_j) > 0. \quad (8.25)$$

Suma (8.25) bude určitě kladná, když každý sčítanec bude kladný, tj. pro  $j = 1, 2, 3$

Označme

$$|\Delta h_j - \dot{x}_j^w + f_j - T_j^{-1}e_j| < z_j \leq u_j^m, \quad u_j^m = \text{konst.}, \quad j = 1, 2, 3, \quad (8.26)$$

a pro nejméně příznivý případ lze psát

$$m_j u_j^{ro} - |m_j| z_j > 0 \Rightarrow \quad (8.27)$$

$$u_j^{ro} > \frac{|m_j|}{m_j} z_j. \quad (8.28)$$

Protože platí

$$\text{sign}(m_j) = \frac{|m_j|}{m_j} = \frac{m_j}{|m_j|}. \quad (8.29)$$

Po uvažování (8.26)

$$u_j^{ro} = u_j^m \text{sign}(m_j), \quad (8.30)$$

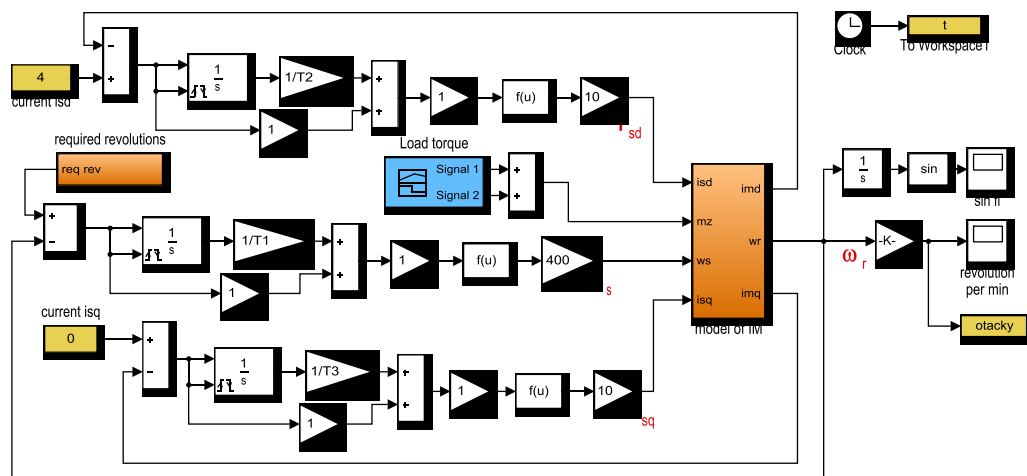
$$\mathbf{U}^m = \text{diag}[u_1^m, u_2^m, u_3^m], \quad (8.31)$$

$$\mathbf{u}^{ro} = \mathbf{G}^{-1} \mathbf{U}^m \text{sign}(\mathbf{m}), \quad (8.32)$$

je zřejmé, že pro dostatečně veliké  $u_j^m$  pro  $j = 1, 2, 3$ , bude zpětnovazební řízení realizovat uzavřený systém řízení (8.15b) i při neurčitostech a poruchách.

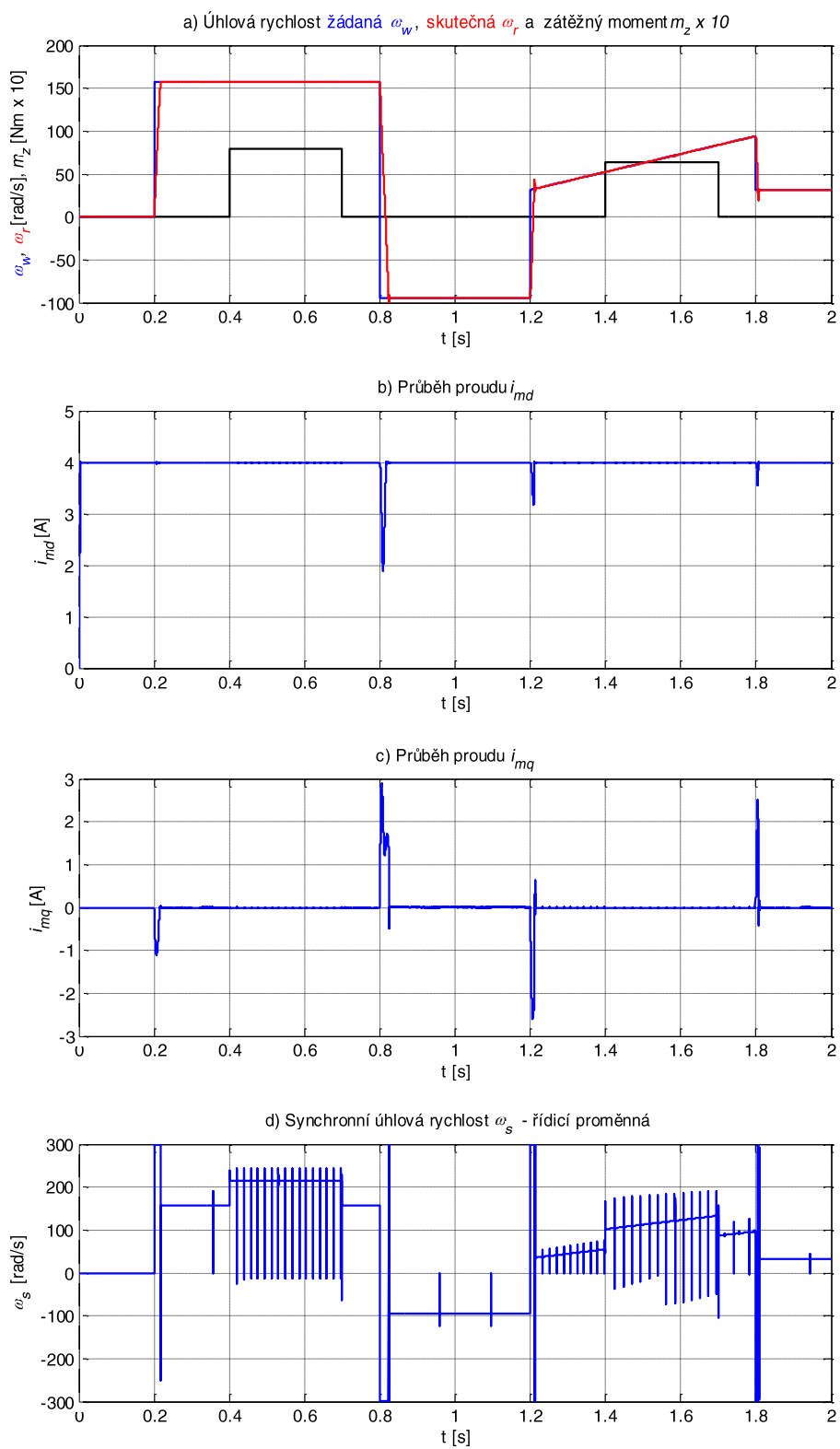
## 8.4 Simulační ověření navržených algoritmů řízení

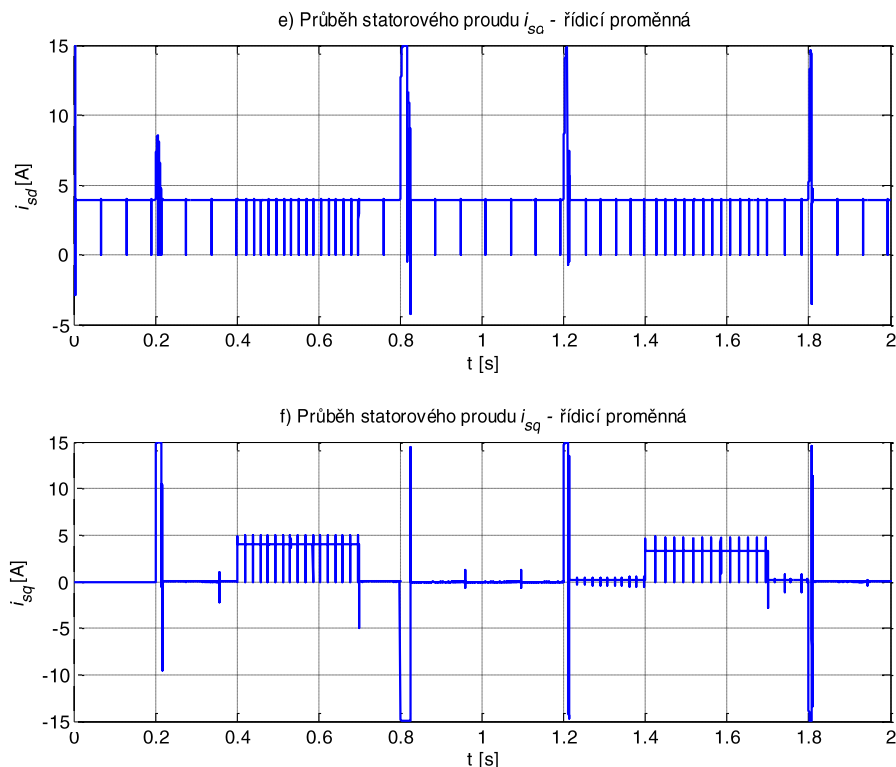
Navržené robustní algoritmy řízení byly simulačně ověřeny na modelu asynchronního motoru s kotvou nakrátko, který popisuje skutečný asynchronní motor použitý v počáteční verzi experimentálního soustrojí uvedeného v kapitole (6). Pro simulační ověření navržených robustních algoritmů řízení byly použity tyto parametry: počet pólů  $p=2$ ,  $R_s=7,5\Omega$ ,  $R_r=9,6\Omega$ ,  $J=0,0068\text{ kg}\cdot\text{m}^2$ ,  $L_s=0,168\text{ H}$ ,  $L_r=0,168\text{ H}$ ,  $L_m=0,165\text{ H}$  (viz str. 39). Jak bylo zmíněno v kapitole (6), parametry elektrického charakteru byly získány metodou experimentální identifikace pomocí rozšířeného Kalmanova filtru z dat zaznamenaných při experimentu volného rozběhu motoru realizovaném na experimentálním soustrojí uvedeném v podkapitole (6.5). Mechanické parametry byly získány z katalogových listů.



Obr. 12 – Model robustního řízení pro simulační ověření navržených algoritmů

Pro simulaci byly žádané otáčky definovány jako proměnná v bloku definice signálů s průběhem znázorněným na obr.13a a žádané hodnoty složek pseudoproudu  $i_m$  byly nastaveny na hodnoty  $i_{md}=4\text{ A}$  a  $i_{mq}=0\text{ A}$ . Časové konstanty regulátoru byly zvoleny  $T_1=0,05\text{ s}$  a  $T_{2,3}=0,02\text{ s}$ .





**Obr. 13 - Průběhy získané simulačním ověřením navržených algoritmů řízení**

Výsledky získané simulací (obr. 13) potvrzují robustnost navržených algoritmů řízení, což je patrné z téměř úplné eliminace vlivu poruchy a současně byly udrženy průběhy magnetických toků rotoru a statorových proudů na stanovených hodnotách, což je základním úkolem vektorově orientovaného řízení asynchronního motoru.

## 9 Potlačení windupu při řízení v klouzavých módech

Teoretický návrh řízení bývá v reálném životě zpravidla ovlivněn skutečností, že všechny akční členy jsou limitovány a může tak dojít k situaci, že se řídicí proměnné dostanou do saturace a akční člen tak zůstane na své mezní hodnotě nezávisle na výstupu systému. Integrační složka algoritmu tak bude i nadále integrovat regulační odchylku. Když se změní znaménko regulační odchylky, začne se hodnota integrační složky snižovat, ale bude to trvat velmi dlouho, protože byla tato hodnota nakumulována na vysokou hodnotu. [SHEN

& CHEN, 2011]. Tato negativní interakce mezi saturací akčních členů a integrační činností regulačních algoritmů je známá jako windup efekt.

Použitím metody agregace stavových proměnných lze navrhnout robustní algoritmus řízení, který udržuje zpětnovazební systém na řídicí trajektorii, která je (sub)optimální. Při přechodu na robustní řízení pracující v klouzavém módu se předpis algoritmu stává rovnicí přepínací plochy. V případě, že dojde k windup efektu, přepínací plocha se začne deformovat a vzdalovat od navržené optimální trajektorie. V závislosti na volbě matice časových konstant  $T$ , která se volí s ohledem na dynamické vlastnosti řízeného podsystemu, se může jinak optimální uzavřený systém řízení stát nestabilním.

Při simulacích prováděných v rámci tohoto výzkumu bylo pozorováno nestabilní chování uzavřeného systému řízení [DUDA, 2012]. Tento jev byl později identifikován jako důsledek windup efektu, a proto bylo nutno do navržených robustních algoritmů implementovat strukturu, která bude windup efekt eliminovat.

## 9.1 Analýza vývoje řídicí trajektorie

Předpokládejme deterministický systém – alespoň z krátkodobého hlediska se dá predikovat jeho vývoj, pak pro uvedení do požadovaného stavu, kdy předpokládáme splnění podmínky řízení

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0, \quad (9.1)$$

je potřeba zajistit řízení

$$\pm e \Rightarrow \pm u. \quad (9.2)$$

Jinými slovy, pro splnění podmínky (9.1) generuje kladná regulační odchylka kladné řízení a naopak. Počáteční řízení a regulační odchylka budou v dalším textu pro zjednodušení zápisu považovány za nulové.

Každé řízení je v reálném prostředí limitováno skutečnými vlastnostmi akčních členů, kterými je i nasycení. Na základě toho faktu lze lineární zpětnovazební řízení (7.6) navržené pomocí metody agregace stavových proměnných zapsat ve tvaru

$$\mathbf{u}^{sat} = sat \left( \mathbf{T}^{-1} \int_0^t \mathbf{e} d\tau + \mathbf{e} \right) \quad \text{pro} \quad \boldsymbol{\Theta} = \mathbf{I}, \quad (9.3)$$



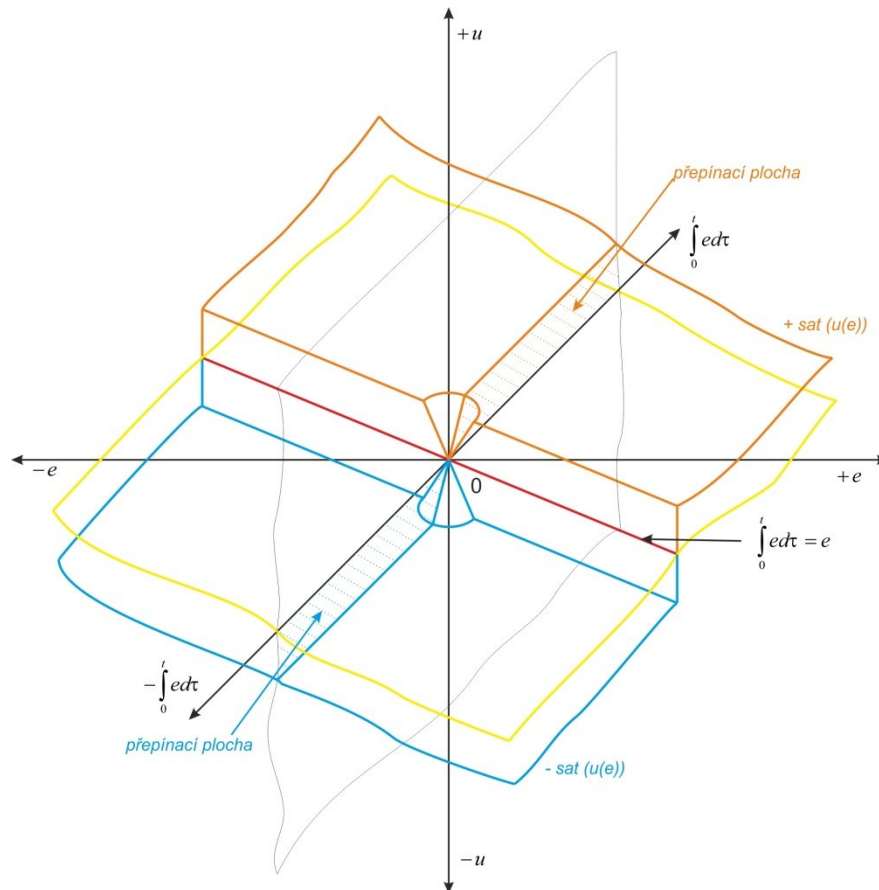
ve složkovém rozepsání

$$u_j^{sat} = sat \left( \frac{1}{T_j} \int_0^t e_j d\tau + e_j \right). \quad (9.4)$$

Pro zjednodušení dále předpokládejme  $T_j = 1$  a  $j = 1$ . Vývoj řídicí trajektorie  $u$  je pak závislý na aktuálních hodnotách členů  $\int_0^t e d\tau$ ,  $e$  a funkci nasycení, proto bylo zavedeno rozdělení sledovaného prostoru do těchto oktantů:

Tabulka 2

oktant	Rozsah hodnot na osách		
	$e$	$\int_0^t e d\tau$	$u$
I.	+	+	+
II.	-	+	+
III.	-	-	+
IV.	+	-	+
V.	+	+	-
VI.	-	+	-
VII.	-	-	-
VIII.	+	-	-



Obr. 14 - Geometrická interpretace vývoje trajektorie řízení

Analýzou geometrické interpretace vývoje řízení (9.4) vycházející z obr. 14 při zavedeném systému označení jednotlivých sektorů, lze dospět k těmto závěrům:

- Trajektorie řízení se na základě vztahu (9.2) do oktantů III. a V. nikdy nedostane.
- V případě, že regulační odchylka bude jen kladná, bude se trajektorie řízení nacházet v I. oktantu. Obdobně tomu bude výhradně pro zápornou regulační odchylku a oktant VII.
- Trajektorie řízení se díky paměťovému efektu integrační složky algoritmu (9.4) může při změně kladné regulační odchylky na zápornou dostat z oktantu I. do oktantu II., kde po dosažení nulové hodnoty řídicího algoritmu (přesto, že bude regulační odchylka nenulová) přestoupí trajektorie řízení přes přímku  $T^{-1} \int_0^t e d\tau = e$

do oktantu VI. Do dosažení této přímky dochází k windup efektu. Tuto situaci lze z hlediska časového vývoje dále rozdělit do fáze prohlubování windup efektu nebo

odeznívání. Fáze prohlubování je charakterizována vzdalováním se řídicí trajektorie od roviny  $e,u$  a naopak. Po překročení zmíněné přímky stále odeznívají důsledky paměťového efektu integrátoru až do doby, než řídicí trajektorie vstoupí do oktantu VII. Stejný avšak inverzní případ nastane u oktantu VIII a IV. Na základě těchto faktů lze říci, že výskyt řídicí trajektorie v oktantech II., IV., VI. a VIII vždy působí na řízení negativně a pokud možno, je třeba se těmto oktantům vyhnout.

- Nejlepšího řízení v rámci reálných podmínek lze tedy dosáhnout v případě, že se řídicí trajektorie bude nacházet pouze v oktantech I. a VII.

Z uvedených závěrů je patrné, že je pro stabilizaci uzavřeného systému řízení nutné zajistit výskyt řídicí trajektorie pouze v oktantech I. a VII., včetně jejího korektního přestupu mezi nimi, který v ideálním případě splňuje jediný společný bod a tím je počátek souřadného systému (obr. 14).

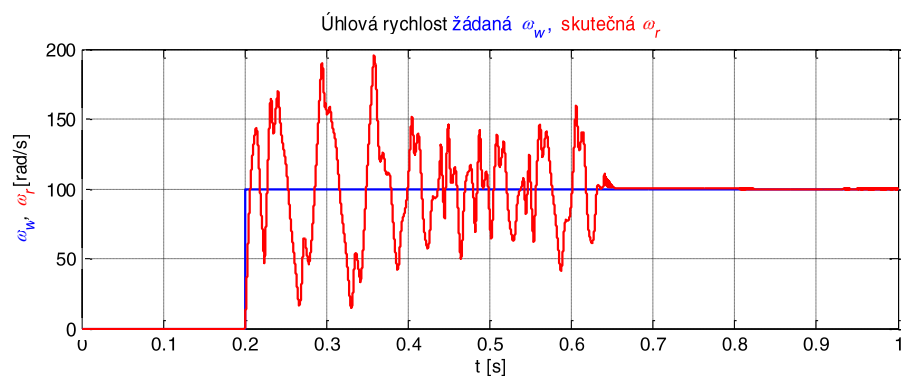
## **9.2 Návrh a simulační ověření struktury eliminující windup efekt**

Jeden ze způsobů jak windup efektu předejít, je vynulováním integrační složky řídicího algoritmu v případě, že regulační odchylka překročí nastavenou mezní hodnotu [RAZIM & ŠTECHA, 1997]. Tento postup je snadno implementovatelný u digitálních regulátorů, které jsou v případě vektorově orientovaného řízení asynchronního motoru nezbytnou nutností [DUDA & VÍTEČEK, 2012].

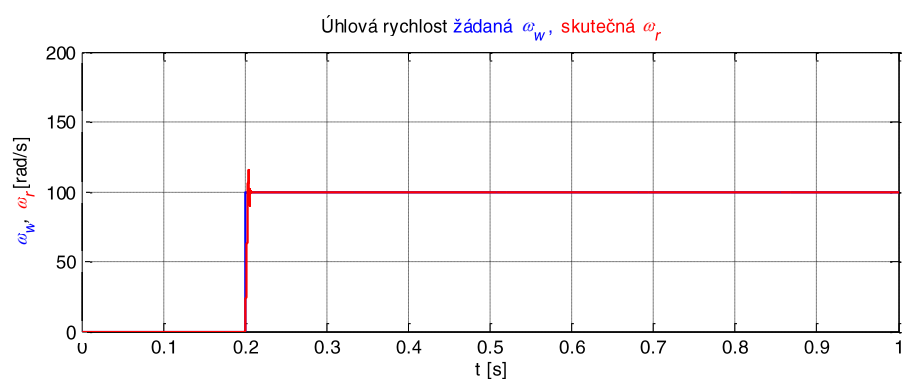
Z výše uvedených důvodů bylo třeba modifikovat navržené algoritmy řízení tak, aby byl přestup trajektorie mezi vhodnými oktanty realizován co nejbližší počátku souřadného systému sledovaného prostoru (obr. 14). Pro ideální případ žádaného přestupu trajektorie splňuje podmínku nulování integrátoru vždy při nulové regulační odchylce.

Problém vzniku windup efektu v navrženém uzavřeném systému řízení byl tedy vyřešen vynulováním stavu integrátoru obsaženého v příslušné regulační smyčce vždy v okamžiku změny znaménka příslušné regulační odchylky.

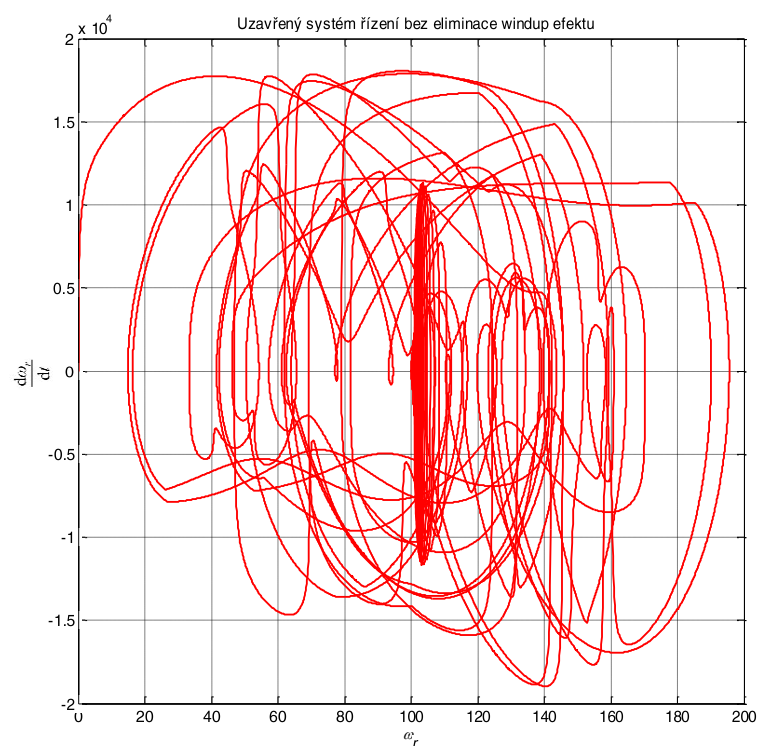
Z důvodu ověření funkčnosti navržené struktury řídicího algoritmu byly provedeny simulace v programu Matlab – Simulink s matematickým modelem motoru a parametry uvedenými v kapitole 8. Simulace byly provedeny pro skokovou změnu úhlové rychlosti motoru.



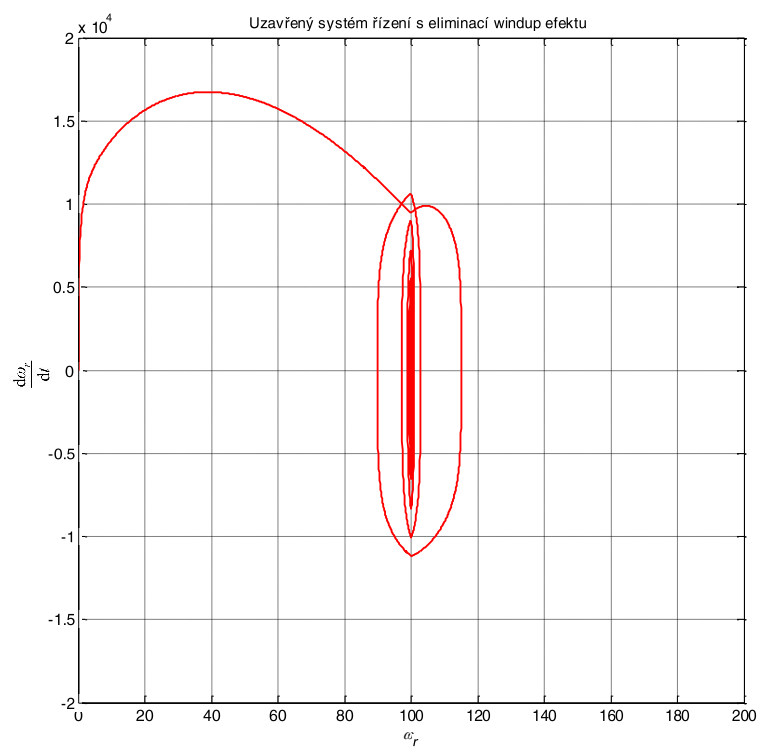
Obr. 15 – Průběhy žádané a skutečné úhlové rychlosti v uzavřeném systému řízení bez eliminace windup efektu



Obr. 16 - Průběhy žádané a skutečné úhlové rychlosti v uzavřeném systému řízení s eliminací windup efektu



**Obr. 17 – Vývoj stavové trajektorie skutečné úhlové rychlosti a její derivace v uzavřeném systému řízení bez eliminace windup efektu**



**Obr. 18 - Vývoj stavové trajektorie skutečné úhlové rychlosti a její derivace v uzavřeném systému řízení s eliminací windup efektu**

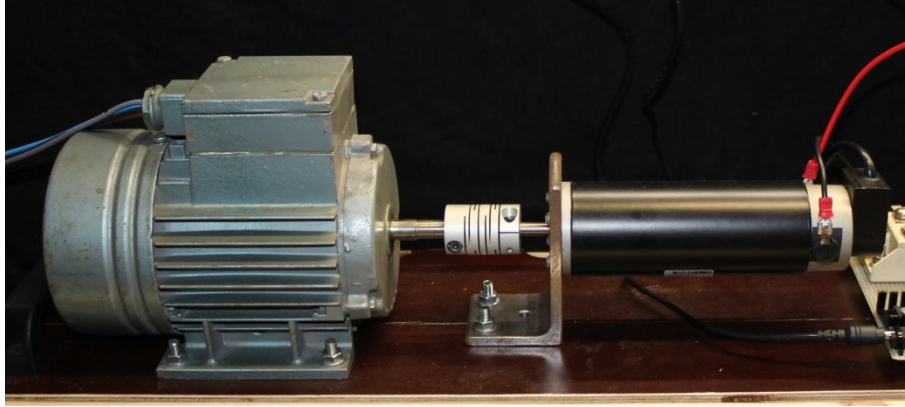
Z výsledků simulací (obr. 15 – obr. 18) je patrný pozitivní vliv implementované struktury eliminující windup efekt na stabilitu uzavřeného systému řízení.

Zde je nutno připomenout, že tento postup byl navržen pro řídicí algoritmy pracující v klouzavých módech. V případě použití jiných typů řízení může dojít k nežádoucím vlivům.

## **10 Experimentální část**

V úvodu této kapitoly je nutno uvést zásadní změnu v původně navrženém uspořádání experimentálního soustrojí uvedeného v podkapitole (6.5), kdy na základě zkušeností, poznatků a průběžných výsledků získaných při praktické realizaci experimentu bylo nutno přistoupit k velmi podstatnému snížení výkonu řízeného asynchronního motoru. Důvodem byla přítomnost vysokých hodnot proudových impulsů při přechodových dějích motoru. I přes dostatečnou proudovou kapacitu výkonových IGBT tranzistorů ve výkonové části napěťového střídače, která byla přibližně desetinásobná v porovnání s nominálními hodnotami, došlo několikrát k destrukci těchto spínacích prvků. Pokus o eliminaci nevratného poškození IGBT tranzistorů byl realizován nastavením proudových omezení v obvodu budiče tranzistorů. Tento postup měl však za následek výrazné zhoršení dynamických vlastností pohonu a nedeterministické chování proudových ochran přinášelo do experimentu neočekávaná zkreslení.

Na základě těchto skutečností bylo sestaveno nové experimentální soustrojí skládající se z třífázového asynchronního motoru 1LA7063-2 o výkonu  $P = 0,25 \text{ kW}$  a jmenovitých otáčkách  $n = 2830 \text{ min}^{-1}$ . Pro brždění motoru byl použit stejnosměrný motor DCM50207 o výkonu  $P_{DC} = 120 \text{ W}$  a jmenovitých otáčkách  $n_{DC} = 2900 \text{ min}^{-1}$ . Součástí stejnosměrného motoru je inkrementální snímač otáček s rozlišením 1000 pulsů/otáčku. Podrobný popis nově navrženého experimentálního soustrojí, včetně použitých technických prostředků bude uveden dále v textu této práce.



Obr. 19 - Nové experimentální soustrojí

V důsledku provedení této zásadní změny a s ohledem na napájení motoru napěťovým střídačem bylo nutno provést nové simulace pro ověření navržených algoritmů, tentokrát ve struktuře s napěťovým modelem motoru a parametry asynchronního motoru nového soustrojí.

### 10.1 Model asynchronního motoru napěťově řízeného

Jak bylo zmíněno v úvodu této kapitoly, pro řízení asynchronního motoru byl použit napěťový střídač, kde je akční veličinou výstupní napětí. Proto bylo výhodné pro simulaci použít model motoru, kde jsou jako vstupní veličiny explicitně vyjádřena statorová napětí. Současně je z důvodu realizace vektorově orientovaného řízení vhodné zvolit tvar modelu tak, aby stavové proměnné modelu byly složky statorových proudů a spřažených magnetických toků rotoru. Stejně jako v kapitole (9) se vychází z modelu motoru transformovaného do synchronně rotujícího pravoúhlého souřadného systému  $d, q$ .

Napěťové rovnice

$$\mathbf{u}_s = R_s \mathbf{i}_s + \frac{d\mathbf{\Psi}_s}{dt} + j\omega_s \mathbf{\Psi}_s, \quad (10.1a)$$

$$\mathbf{u}_r = R_r \mathbf{i}_r + \frac{d\mathbf{\Psi}_r}{dt} + j(\omega_s - \omega_r) \mathbf{\Psi}_r, \quad (10.1b)$$

rovnice spřažených magnetických toků

$$\mathbf{\Psi}_s = L_s \mathbf{i}_s + L_m \mathbf{i}_r, \quad (10.1c)$$

$$\mathbf{\Psi}_r = L_r \mathbf{i}_r + L_m \mathbf{i}_s. \quad (10.1d)$$

Pro motor s kotvou nakrátko

$$\mathbf{u}_s = R_s \mathbf{i}_s + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_s}{dt} + j\omega_s \boldsymbol{\Psi}_s, \quad (10.2a)$$

$$\mathbf{0} = R_r \mathbf{i}_r + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_r}{dt} + j(\omega_s - \omega_r) \boldsymbol{\Psi}_r. \quad (10.2b)$$

Úpravou rovnic (10.1) resp. (10.2) s cílem vyloučit statorový magnetický tok  $\boldsymbol{\Psi}_s$  a proud rotoru  $\mathbf{i}_r$  a doplněním o pohybovou rovnici dostaneme „proudově-tokový“ model asynchronního motoru.

$$\frac{d\omega_r}{dt} = -\frac{B}{J} \omega_r + \frac{3}{2} \frac{p^2 L_m}{J L_r} (i_{sq} \Psi_{rd} - i_{sd} \Psi_{rq}) - \frac{p}{J} m_z. \quad (10.3a)$$

$$\frac{d\mathbf{i}_s}{dt} = -\frac{1}{K_l} \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) \mathbf{i}_s - j\omega_s \mathbf{i}_s + \frac{R_r L_m}{K_l L_r^2} \boldsymbol{\Psi}_r - j\omega_r \frac{L_m}{K_l L_r} \boldsymbol{\Psi}_r + \frac{1}{K_l} \mathbf{u}_s, \quad (10.3b)$$

$$\frac{d\boldsymbol{\Psi}_r}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r} \mathbf{i}_s - \frac{R_r}{L_r} \boldsymbol{\Psi}_r + j(\omega_s - \omega_r) \boldsymbol{\Psi}_r, \quad (10.3c)$$

Když doplníme označení použité v podkapitole (6.2)

$$K_r = R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r, \quad K_l = L_s - \frac{L_m^2}{L_r}, \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad K_m = \frac{L_m}{L_r}, \quad (10.4)$$

pak napět'ově řízený model motoru ve složkovém rozepsání má tvar

$$\frac{d\omega_r}{dt} = -\frac{B}{J} \omega_r + \frac{3}{2} \frac{p^2 L_m}{J L_r} (i_{sq} \Psi_{rd} - i_{sd} \Psi_{rq}) - \frac{p}{J} m_z. \quad (10.5a)$$

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{K_r}{K_l} i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{K_m}{K_l T_r} \Psi_{rd} + \omega_r \frac{K_m}{K_l} \Psi_{rq} + \frac{1}{K_l} u_{sd}, \quad (10.5b)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{K_r}{K_l} i_{sq} - \omega_s i_{sd} + \frac{K_m}{K_l T_r} \Psi_{rq} - \omega_r \frac{K_m}{K_l} \Psi_{rd} + \frac{1}{K_l} u_{sq}, \quad (10.5c)$$

$$\frac{d\Psi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Psi_{rd} + (\omega_s - \omega_r) \Psi_{rq}, \quad (10.5d)$$

$$\frac{d\Psi_{rq}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sq} - \frac{1}{T_r} \Psi_{rq} - (\omega_s - \omega_r) \Psi_{rd}. \quad (10.5e)$$



Soustava rovnic (10.5) představuje matematický model pátého řádu asynchronního motoru. Tento model obsahuje tři vstupní proměnné -  $\omega_s, u_{sd}, u_{sq}$  a tři výstupní proměnné -  $\omega_r, i_{sd}, i_{sq}$ . Je vhodné připomenout, že uvedený popis je vztažen k pravoúhlému souřadnému systému  $d, q$  synchronně rotujícím s magnetickým polem.

Novou substitucí

$$\begin{aligned} x_1 &= \omega_r \\ x_2 &= i_{sd} & u_1 &= \omega_s \\ x_3 &= i_{sq}, & u_2 &= u_{sd}, & v &= m_z, \\ x_4 &= \Psi_{rd} & u_3 &= u_{sq} \\ x_5 &= \Psi_{rq} \end{aligned} \quad (10.6)$$

dostaneme matematický model asynchronního motoru ve tvaru

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, v) + \mathbf{G}(\mathbf{x})\mathbf{u}, \quad (10.7a)$$

$$\mathbf{x} = [x_1, x_2, x_3, x_4, x_5]^T, \quad \mathbf{u} = [u_1, u_2, u_3]^T, \quad (10.7b)$$

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}, v) = \begin{bmatrix} -a_1 x_1 & -a_2 x_2 x_5 & a_2 x_3 x_4 & -a_3 v \\ a_4 x_1 x_5 & -a_5 x_2 & a_6 x_4 & 0 \\ -a_4 x_1 x_4 & -a_5 x_3 & a_6 x_5 & 0 \\ -x_1 x_5 & a_7 x_2 & -a_8 x_4 & 0 \\ x_1 x_4 & a_7 x_3 & -a_8 x_5 & 0 \end{bmatrix}, \quad (10.7c)$$

$$\mathbf{G}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ x_3 & b_1 & 0 \\ -x_2 & 0 & b_1 \\ x_5 & 0 & 0 \\ -x_4 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (10.7d)$$

$$a_1 = \frac{B}{J}, \quad a_2 = \frac{3}{2} \frac{p^2 L_m}{J L_r}, \quad a_3 = \frac{p}{J}, \quad a_4 = \frac{K_m}{K_l}, \quad a_5 = \frac{K_r}{K_l}, \quad (10.7e)$$

$$a_6 = \frac{K_m}{K_l T_r}, \quad a_7 = \frac{L_m}{T_r}, \quad a_8 = \frac{1}{T_r}, \quad b_1 = \frac{1}{K_l}. \quad (10.7f)$$

Jak je patrné z rovnic (10.5) resp. (10.7) požadavek na explicitně vyjádřená statorová napětí neumožňuje přímou redukci řádu matematického modelu motoru, tak jak tomu bylo v kapitole (8) a model motoru (10.7) pak nesplňuje předpoklad standardního tvaru uvedený

v kapitole (2). Přestože se model (10.7) nepodařilo na požadovaný tvar transformovat, byl vzhledem k výchozímu společnému modelu asynchronního motoru (4.1), aplikován obdobný postup návrhu řízení, protože model (4.1) je v regulárním tvaru a obsahuje jako řídicí veličiny pouze tři složky statorových napětí. Tyto tři složky statorových napětí jednoznačně určují prostorový vektor proudu statoru, a lze i přes zjednodušení modelu zavedením pseudoproudu  $i_m$  v kapitole (8) považovat modely (8.8) a (10.5) z hlediska řízení za přibližně ekvivalentní. Toto tvrzení bylo přijato bez dalších důkazů a bylo potvrzeno experimentálně (viz dále).

Pro model asynchronního motoru (10.7) lze na základě výše zmíněných úvah a vztahů uvedených v kapitole (7) a za použití spojitě náhrady znaménkové funkce sign přímo ve složkovém tvaru psát [DUDA & VÍTEČEK, 2011]

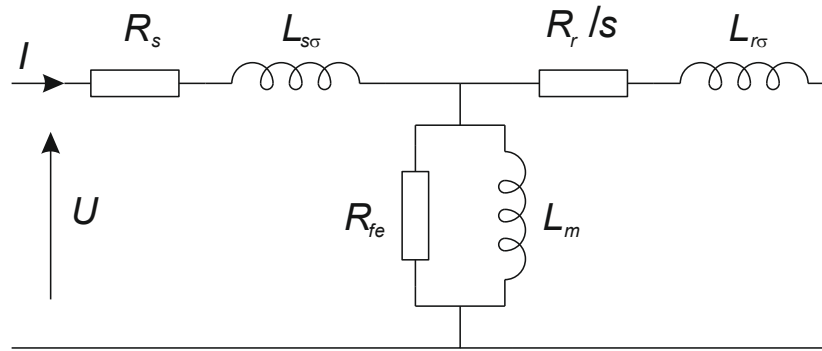
$$u_1^{sl} = u_1^m \text{fce} \left( \frac{1}{T_1} \int_0^t e_1 d\tau + e_1 - e_{10} \right) + u_{10}, \quad (10.8a)$$

$$u_2^{sl} = u_2^m \text{fce} \left( \frac{1}{T_2} \int_0^t e_2 d\tau + e_2 - e_{20} \right) + u_{20}, \quad (10.8b)$$

$$u_3^{sl} = u_3^m \text{fce} \left( \frac{1}{T_3} \int_0^t e_3 d\tau + e_3 - e_{30} \right) + u_{30}. \quad (10.8c)$$

## 10.2 Výpočet parametrů asynchronního motoru

Za účelem simulačního ověření navržených algoritmů řízení ve struktuře s napětově řízeným modelem a v neposlední řadě i realizace experimentu, bylo třeba určit parametry asynchronního motoru odpovídající novému experimentálnímu soustrojí. Díky dostupnosti dostatečně podrobného protokolu o typové zkoušce (příloha 1) nově zvoleného asynchronního motoru 1LA7063-2, byl časově náročný postup identifikace parametrů asynchronního motoru offline metodou pomocí rozšířeného Kalmanova filtru nahrazen výpočtem z hodnot naměřených výrobcem. Určení parametrů vychází z náhradního zapojení asynchronního motoru (obr. 20) [KOUBAA, 2004; IMECS, INCZE, 2001; QUANG, DITTRICH, 2008].



Obr. 20 - Schéma náhradního obvodu asynchronního motoru

kde  $U$  - svorkové napětí motoru [V],  $I$  - proud motoru [A],  $R_s$  - činný odpor vinutí statoru [ $\Omega$ ],  $R_r$  - činný odpor vinutí rotoru [ $\Omega$ ],  $R_{fe}$  - odpor reprezentující ztráty v železe [ $\Omega$ ],  $L_{s\sigma}$  - rozptylová indukčnost vinutí statoru [H],  $L_{r\sigma}$  - rozptylová indukčnost vinutí rotoru [H],  $L_m$  - magnetizační indukčnost [H],  $s$  - skluz [-].

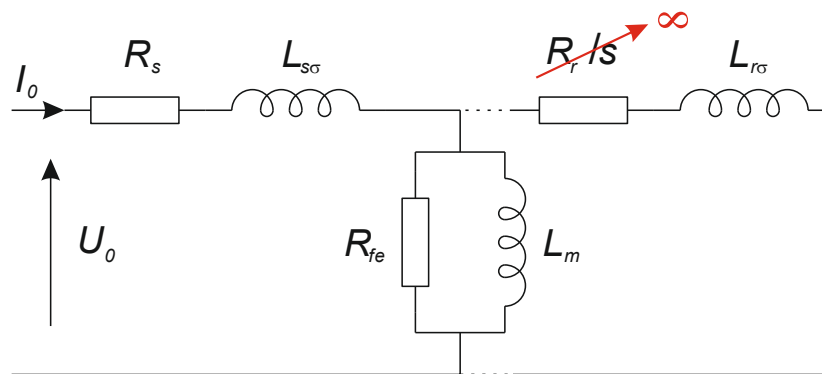
Pro určení parametrů asynchronního motoru se nejčastěji používají tři následující testy. Prvním a nejjednodušším je tzv. stejnosměrný test při kterém lze identifikovat jen činný odpor statorového vinutí  $R_s$ . Odpor  $R_s$  je závislý na oteplení motoru. Na základě protokolu o zkoušce byl odpor  $R_s$  pro účely této práce stanoven z uvedených mezních hodnot pro studený a teplý stav ( $R_s^{std} = 92 \Omega$ ,  $R_s^{tpl} = 112 \Omega$ ) jako jejich aritmetický průměr

$$\bar{R}_s = \frac{R_s^{std} + R_s^{tpl}}{2} = \frac{92 + 112}{2} = 102 \Omega. \quad (10.9)$$

Hodnoty uvedené ve zkušebním protokolu platí pro zapojení motoru do hvězdy. Přepočet pro jednotlivá statorová vinutí je

$$R_s = \frac{\bar{R}_s}{2} = \frac{102}{2} = 51 \Omega. \quad (10.10)$$

Dalším testem je volný běh motoru bez zatížení, kdy jsou skutečné otáčky rotoru téměř totožné se synchronními otáčkami magnetického pole, tzn., že skluz motoru se dá považovat za nulový. Schéma náhradního obvodu přejde do následujícího tvaru (obr. 21).



Obr. 21 - Schéma náhradního obvodu odpovídající běhu nezatíženého motoru

Při běhu motoru naprázdno se skutečné otáčky rotoru blíží synchronním otáčkám magnetického pole, skluz se považuje za nulový  $s \rightarrow 0$ . Činný odpor rotoru se tak blíží nekonečně velké hodnotě  $R_s \rightarrow \infty$ , a proto lze v náhradním zapojení rotorovou část zanedbat. Dále se při výpočtu parametrů předpokládá, že odpor  $R_{fe}$  představující ztráty v železe je mnohem větší než činný odpor statoru  $R_s$ . V následující tabulce je výpis hodnot naměřených při typové zkoušce motoru.

Tabulka 3

Výpis naměřených hodnot při testu nezatíženého motoru	
$U_0$	400 V
$U_f = U_0 / \sqrt{3}$	230 V
$I_0$	0,58 A
$P_0$	91 W
$P_f = P_0 / 3$	30,3 W
$\cos(\varphi_0)$	0,227
$f_s$	50 Hz

Pro model asynchronního motoru je nutno provést přepočet výše uvedených hodnot [MAŇÁSEK, 2001].

$$\cos(\varphi_0) = \frac{P_f}{U_f \cdot I_0} = \frac{30,3}{230 \cdot 0,58} = 0,227 \Rightarrow \varphi_0 = 76,88, \quad (10.11)$$

$$I_m = I_0 \sin(\varphi_0) = 0,58 \cdot \sin(76,88) = 0,565 \text{ A}, \quad (10.12)$$

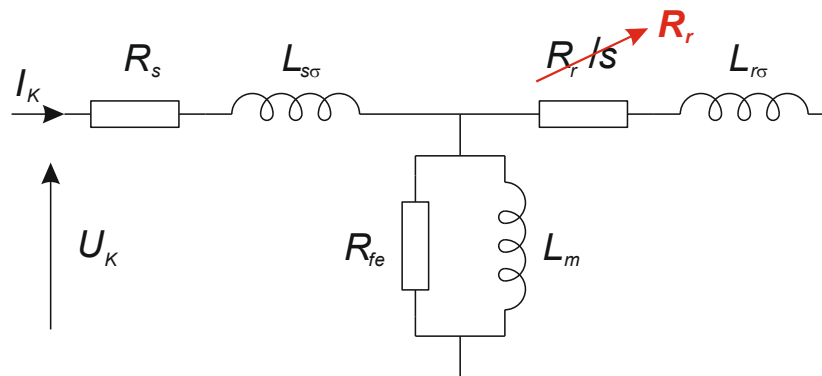
$$I_{fe} = I_0 \cos(\varphi_0) = 0,58 \cdot \cos(76,88) = 0,132 \text{ A}, \quad (10.13)$$

$$L_m = \frac{U_f}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot I_m} = \frac{230}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 0,565} = 1,296 \text{ H}, \quad (10.14)$$

$$R_{fe} = \frac{U_f}{I_{fe}} = \frac{230}{0,132} = 1742 \Omega, \quad (10.15)$$

kde  $\cos(\varphi_0)$  - účinník při nezatíženém motoru [-],  $I_0$  - proud nezatíženého motoru [A],  $I_m$  - magnetizační proud motoru [A],  $I_{fe}$  - proud ztrát v železe [A],  $L_m$  - magnetizační indukčnost [H].

Třetím a nejsložitějším testem je měření při zcela zabrzděném motoru. Náročnost tohoto testu spočívá v nutnosti variability velikosti třífázového napájecího napětí motoru, protože by mohlo připojením k napájení při jmenovitém napětí dojít k proudovému přetížení motoru a případně i jeho nevratnému poškození.



**Obr. 22 - Náhradní schéma obvodu při zablokovaném motoru**

Při zablokovaném motoru jsou naopak skutečné otáčky rotoru nulové, tzn., že skluz se rovná jedné  $s=1$ . Činný odpor rotoru  $R_r$  pak roven jeho nominální hodnotě. V následující tabulce je uveden výpis hodnot naměřených při typové zkoušce.

Tabulka 4

Výpis naměřených hodnot při testu zabrzděného motoru	
$U_K$	400 V
$U_{Kf} = U_K / \sqrt{3}$	230 V
$I_K$	2,79 A
$P_K$	1762 W
$P_{Kf} = P_K / 3$	587,3 W
$\cos(\varphi_K)$	0,912
$f_s$	50 Hz

Stejně jako u hodnot naměřených při předchozím testu je nutno pro model asynchronního motoru provést přepočet [MAŇÁSEK, 2001].

$$\cos(\varphi_K) = 0,912 \Rightarrow \varphi_K = 24,22, \quad (10.16)$$

$$Z_K = \frac{U_f}{I_K} = \frac{230}{2,79} = 82,437 \, \Omega, \quad (10.17)$$

$$R_r = Z_K \cos(\varphi_K) = 82,437 \cdot \cos(24,22) = 75,18 \, \Omega, \quad (10.18)$$

$$X_{eq} = Z_K \sin(\varphi_K) = 82,437 \cdot \sin(24,22) = 33,82 \, \Omega, \quad (10.19)$$

$$X_{eq} = X_{s\sigma} + X_{r\sigma}, \quad (10.20)$$

$$X_{s\sigma} = X_{r\sigma} = 16,91 \, \Omega, \quad (10.21)$$

$$L_{s\sigma} = \frac{X_{s\sigma}}{2 \cdot \pi \cdot f_s} = \frac{16,91}{2 \cdot \pi \cdot 50} = L_{r\sigma} = 0,054 \, \text{H}, \quad (10.22)$$

$$L_s = L_m + L_{s\sigma} = 1,296 + 0,054 = 1,35 \, \text{H}, \quad (10.23)$$

$$L_r = L_m + L_{r\sigma} = 1,296 + 0,054 = 1,35 \, \text{H}, \quad (10.24)$$

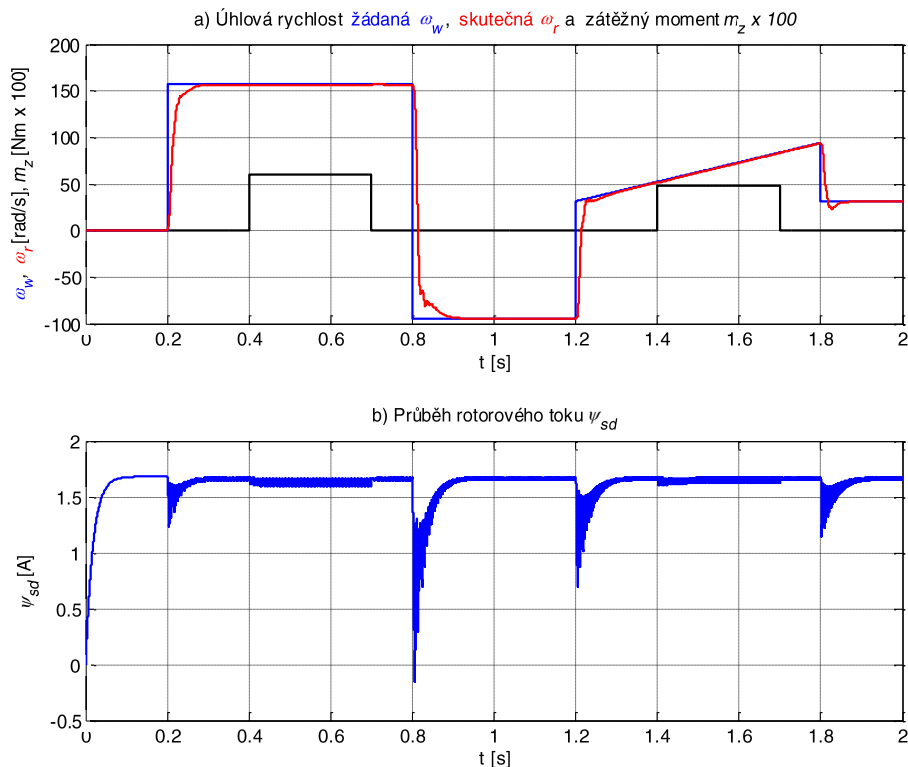
kde index „K“ značí, že se jedná o hodnoty při testu se zabrzděným motorem, pak  $\cos(\varphi_K)$  - účinník motoru [-],  $I_K$  - proud motoru [A],  $Z_K$  - impedance motoru [ $\Omega$ ],  $X_{eq}$  - rozptylová

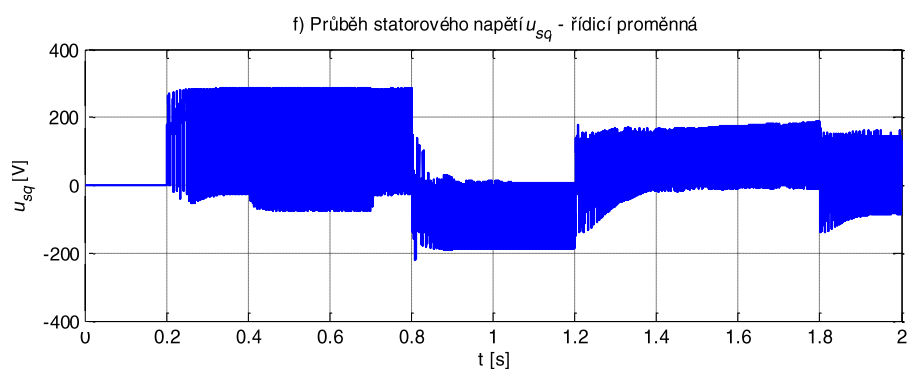
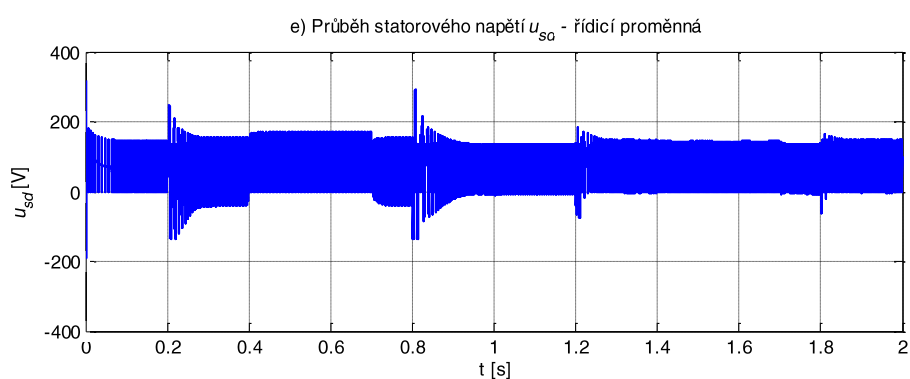
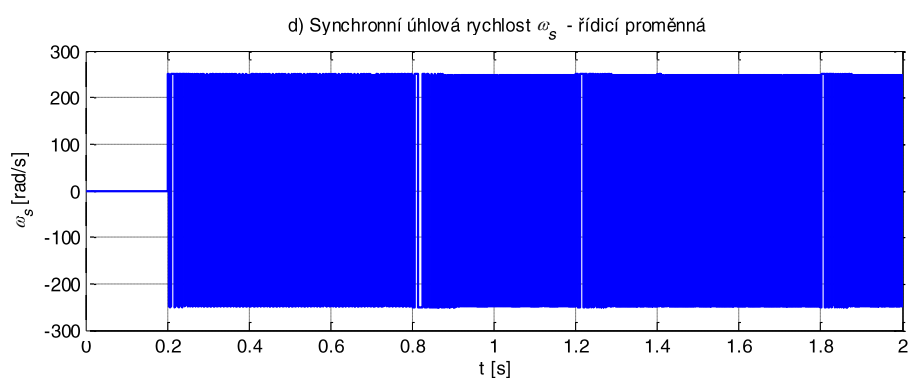
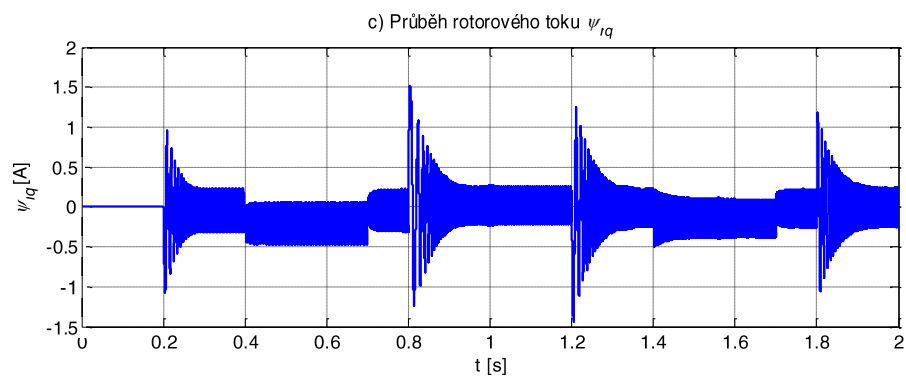
induktivní reaktance motoru  $[\Omega]$ ,  $X_{s\sigma}$  - rozptylová induktivní reaktance statoru  $[\Omega]$ ,  $X_{r\sigma}$  - induktivní reaktance rotoru  $[\Omega]$ ,  $L_s$  - indukčnost vinutí statoru  $[H]$ ,  $L_r$  - indukčnost vinutí rotoru  $[H]$ ,  $L_m$  - vzájemná indukčnost statorového a rotorového vinutí  $[H]$ ,  $s$  - skluz  $[-]$ .

### 10.3 Simulační ověření navržených algoritmů s napěťovým modelem motoru

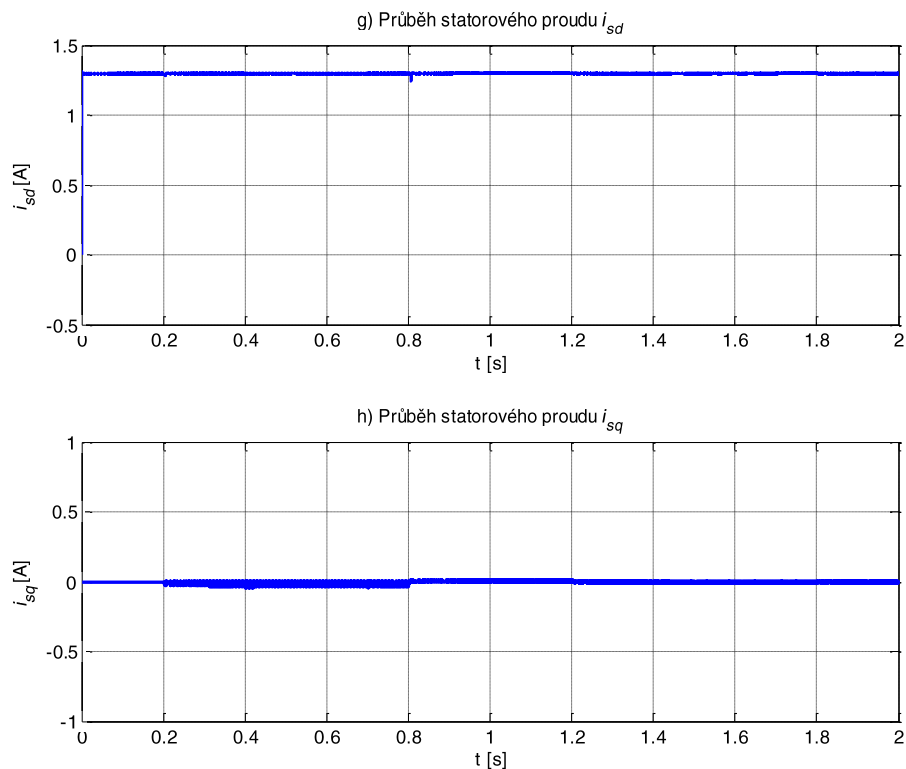
Pro simulační ověření navržených robustních algoritmů řízení byly použity parametry asynchronního motoru vypočtené v předchozí podkapitole (10.2). Mechanické parametry byly převzaty z katalogových listů. Shrnutí parametrů použitých při simulaci: počet pólů  $p = 1$ ,  $R_s = 51 \Omega$ ,  $R_r = 75 \Omega$ ,  $J = 0,00023 \text{ kg m}^2$ ,  $L_s = 1,35 \text{ H}$ ,  $L_r = 1,35 \text{ H}$ ,  $L_m = 1,296 \text{ H}$ .

Pro simulaci byly stejně jako v kapitole (9) žádané otáčky definovány jako proměnná v bloku definice signálů s průběhem znázorněným na obr. 23a. Žádané hodnoty složek statorového proudu  $i_s$  byly nastaveny na hodnoty  $i_{sd} = 1,3 \text{ A}$  a  $i_{sq} = 0 \text{ A}$ . Časové konstanty regulátoru byly zvoleny  $T_1 = 0,05 \text{ s}$  a  $T_{2,3} = 0,02 \text{ s}$ .





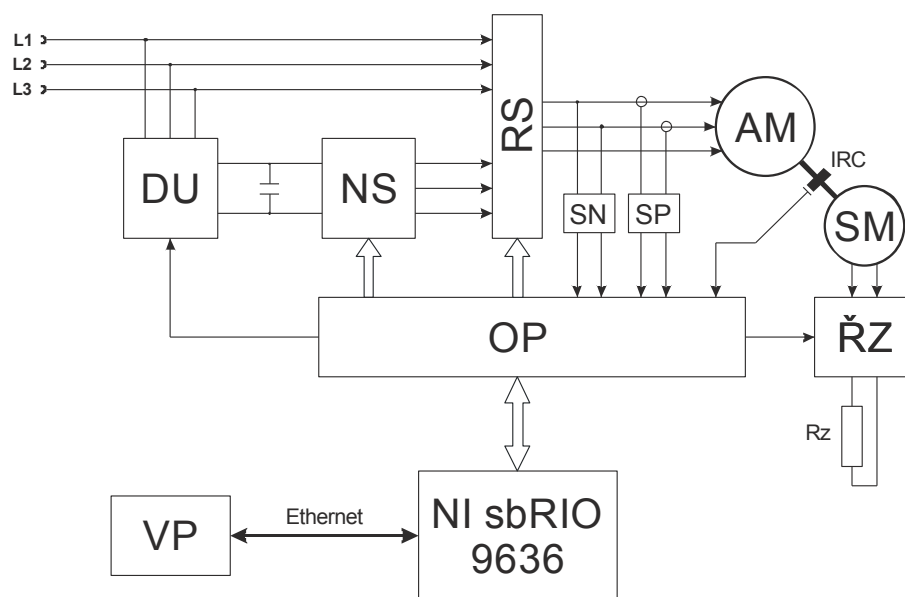


**Obr. 23 - Výsledky nové simulace**

Výsledky získané simulací s parametry nového soustrojí při použití napěťově řízeného matematického modelu asynchronního motoru (obr. 23), stejně jako v předchozím případě (kapitola 8.3), potvrzují robustnost navržených algoritmů řízení, což je opět patrné z téměř úplné eliminace vlivu poruchy a udržení průběhů statorových proudů na stanovených hodnotách. Na základě porovnání výsledků provedených simulací lze však i přes totožné nastavení parametrů regulátorů, pozorovat rozdíly v aktivitě řídicích proměnných, které lze přisoudit vyššímu řádu modelu motoru.

## 11 Technická realizace experimentu

Pro praktické ověření navržených algoritmů na fyzickém modelu bylo nutno experimentální soustrojí doplnit o prvky, které jsou nezbytné pro vývoj a funkčnost celého experimentálního systému. Uspořádání jednotlivých částí znázorňuje následující blokové schéma (obr. 24).



Obr. 24 - Blokové schéma experimentálního systému

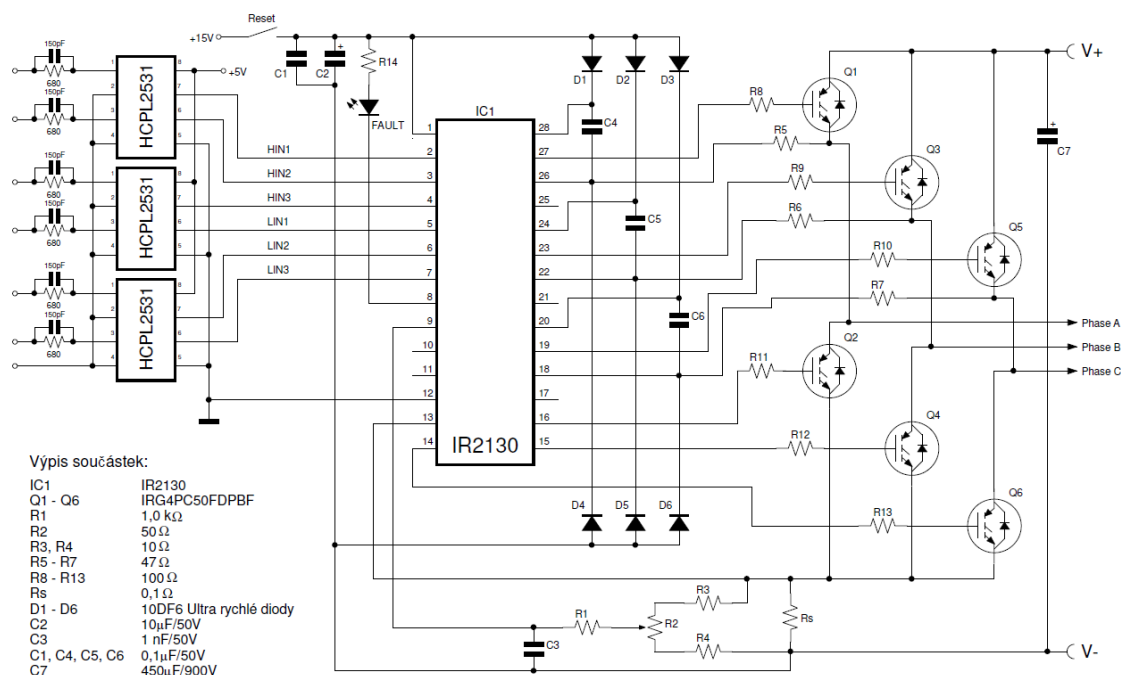
Kde DU - diodový usměrňovač, NS - napěťový střídač, RS - reverzační stykač, SN - snímače napětí, SP - snímače proudu, AM - asynchronní motor, IRC - inkrementální snímač, SM - stejnosměrný motor, OP - obvody přizpůsobení, ŘZ - řízení zátěže,  $R_Z$  - zátěž / odpor zátěže [ $\Omega$ ], VP - vývojový počítač, NI sbRIO 9636 - řídicí počítač.

### 11.1 Napěťový střídač

Elektrická konstrukce napěťového střídače je založena na obvodu IR2130 firmy International Rectifier, který je přímo určen pro použití jako budič výkonových IGBT tranzistorů třífázových napěťových střídačů. Velkou výhodou použití tohoto typu obvodu je automatické zahrnutí ochranného časového posunu zvaného „deadtime“ přímo do spínací sekvence buzení výkonových tranzistorů. Tento časový posun začátků jednotlivých spínacích impulsů je důležitý z důvodu nutnosti úplné komutace tranzistorů sepnutých v předchozí

spínací kombinaci. Nedodržení tohoto časového pásma by vedlo ke zkratu a proražení tranzistorů. Obvod IR2130 má hodnotu „deadtime“ pevně nastavenou na  $t_D = 2 \mu s$ .

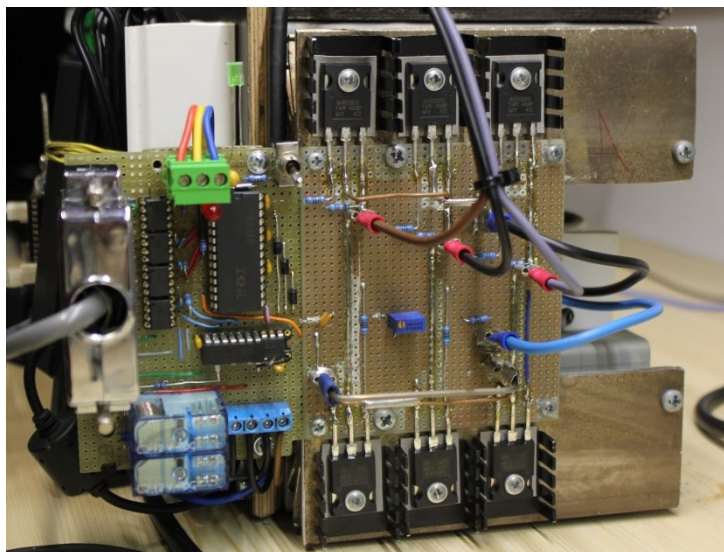
Zapojení napětového střídače bylo sestaveno na základě datových a aplikačních listů firmy International Rectifier a Fairchild Semiconductors [FAIRCHILD SEMICONDUCTORS, 2008; INTERNATIONAL RECTIFIERS, 2004, 2005, 2012].



Obr. 25 - Schéma napětového střídače

Další velkou výhodou je přímá implementace obvodů proudové ochrany, která při překročení nastavených hodnot uvede výstupy pro všech šest tranzistorů do nulové úrovně - stav vypnuto.

Detekce proudového zatížení střídače je sledována jako úbytek napětí na měřicím odporu  $R_s$ , kde se pomocí odporového děliče napětí složeného z odporů  $R_2$ ,  $R_3$  a  $R_4$  nastaví dělicí poměr úbytku napětí na odporu  $R_s$ . Výstupní napětí děliče je v obvodu porovnáváno s vnitřním referenčním napětím 0,5V. Nastavením dělicího poměru je pak určena limitní hodnota dovoleného proudu tranzistorů. Jak je patrné ze schématu zapojení napětového střídače (obr. 25) odpor  $R_s$  je zařazen v jeho záporné napájecí větvi tzn., že obvod proudové ochrany sleduje zatížení střídače jako celku, nikoliv proud jednotlivými tranzistory.



**Obr. 26 - Napěťový střídač**

Součástí bloku napěťového střídače jsou obvody galvanického oddělení realizované vysokorychlostními optočleny HCPL2531.

Modul napěťového střídače ještě navíc obsahuje dva galvanicky oddělené reléové výstupy sloužící ke spínání příslušného kanálu reverzačního stykače.

Výkonové napájení střídače bylo řešeno diodovým usměrňovačem/můstkem a sadou filtračních kondenzátorů.

## **11.2 Reverzační stykač**

Reverzační stykač s mechanickým blokováním slouží k výběru zdroje napájení, kterým může být standardní distribuční síť, nebo napěťový střídač. Vložení tohoto typu prvku je ryze z bezpečnostních důvodů, proto aby se zcela jednoznačně zamezilo náhodnému propojení výstupu napěťového střídače k distribuční síti, což by vedlo k poškození střídače. Přímé připojení k síťovému napětí slouží převážně k testování a verifikaci měřených parametrů.

## **11.3 Obvody přizpůsobení**

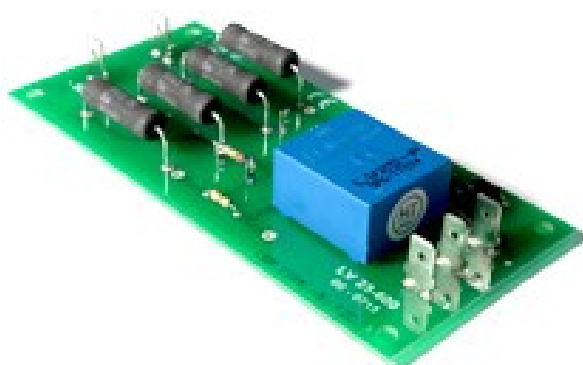
Modul obvodu přizpůsobení realizuje bezpečné rozhraní mezi řídicím počítačem a ostatními moduly. V případě analogových vstupů se v podstatě jedná pouze o přesné odpory,

na kterých jsou měřeny úbytky napětí proudových výstupů snímačů napětí a proudů. Z důvodu eliminace rušení se využívá diferenčního zapojení vstupů.

Druhým sektorem obvodů přizpůsobení jsou digitální vstupy a výstupy. Digitální vstupy se využívají pouze dva a to pro sběr dat z inkrementálního snímače otáček. Digitálních výstupů je použito celkem deset. Šest je jich používáno pro generování kombinace spínacích impulsů pro řízení IGBT tranzistorů napěťového střídače, dva pro ovládání reverzačního stykače a poslední dva pro řízení zátěže.

#### **11.4 Snímače napětí**

Pro snímání statorových napětí byly zvoleny snímače LEM LV 25-600. Snímací prvek těchto snímačů využívá Hallova efektu, což umožňuje zcela galvanicky oddělit vstupní část. Tato konstrukce umožňuje měření i sdružených napětí, což by v případě odporového děliče napětí nebylo možné.



**Obr. 27 - Snímač napětí LEM LV 25-600**

#### **11.5 Snímače proudu**

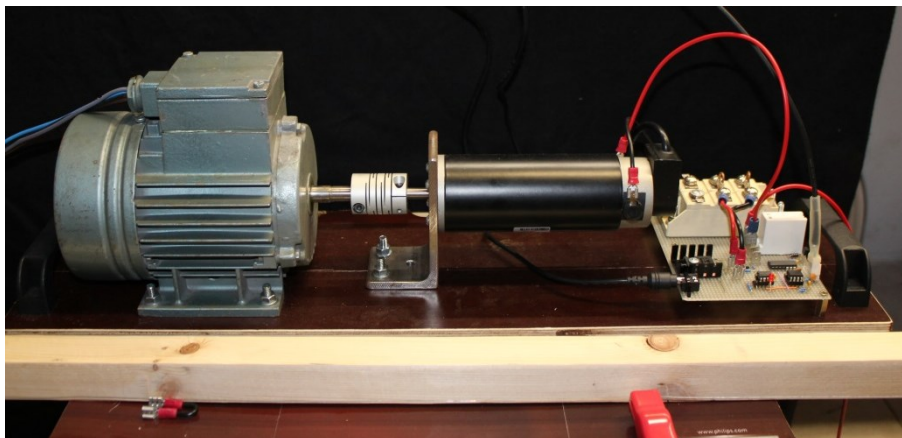
Pro snímání statorových proudů byly zvoleny snímače LEM LV 25-NP. Snímací prvek stejně jako u snímačů napětí využívá Hallova efektu. Provedení snímače je s vývody pro napájení do plošného spoje, proto byl vyroben jednoduchý plošný spoj, kde byly uchyceny snímače a přípojný kontakty.



Obr. 28 - Snímač proudu LEM LV 25-NP

### 11.6 Experimentální soustrojí

Asynchronní motor 1LA7063-2 spojený pomocí pružné bezvůlové spojky se stejnosměrným motorem DCM50207, součástí kterého je i inkrementální snímač s rozlišením 1000 pulsů na otáčku, tvoří upevněním na základnu kompaktní celek (obr. 29). Součástí experimentálního soustrojí je také modul řízení zátěže. Koncepce obvodu umožňuje připojení zátěže pomocí relé s možností PWM ovládání pro plynulou změnu zátěže. Vlastní zátěž je realizována teplotně odolným ( $T_{\max} = 1200\text{ }^{\circ}\text{C}$ ) odporovým drátem s hodnotou  $R_z = 9,2\text{ }\Omega/\text{m}$ .



Obr. 29 - Experimentální soustrojí včetně zátěže a modulu řízení zátěže

Asynchronní motor byl provozován v zapojení do hvězdy. V rámci optimalizace výpočetních prostředků v FPGA bloku řídicího počítače byl z motoru vyveden střed vinutí (nulovací vodič). Díky tomu mohlo být napětí měřeno přímo na vinutích jednotlivých fází statoru. Toto zapojení snímačů ušetřilo přepočty sdružených napětí na fázová.

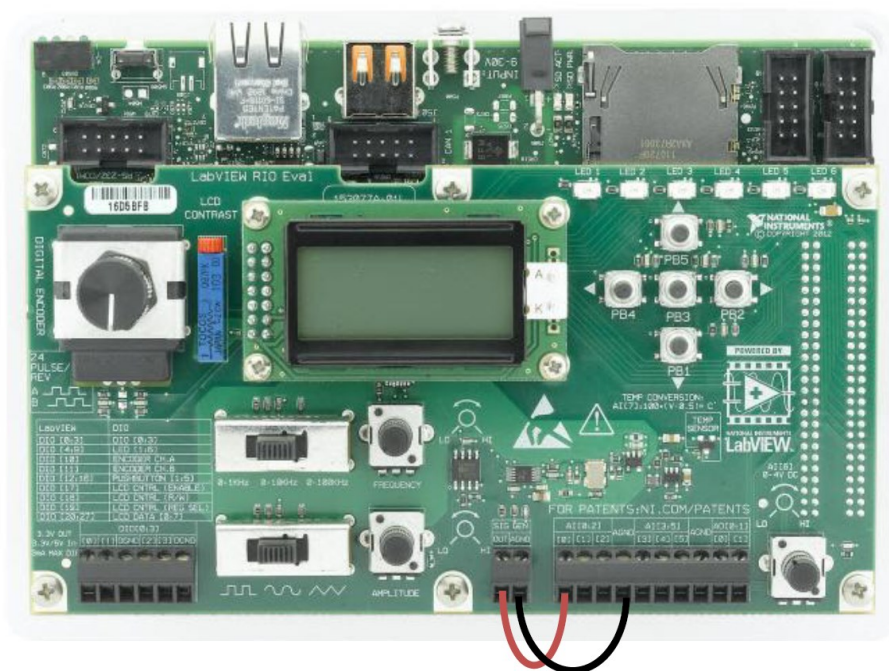
## 11.7 Řídicí počítač

Rozhodování při volbě řídicího počítače se řídilo několika hlavními kritérii:

- specifický účel použití – deterministické řízení časově kritických procesů
- pořizovací cena
- způsob programování a následná implementace programového kódu

Účel použití se dá bez výhrady považovat za nadřazené kritérium dalších dvou, neboť bezproblémová funkčnost a spolehlivost je základním předpokladem pro realizaci experimentu s korektními výsledky.

S ohledem na váhu jednotlivých kritérií byl pro řízení experimentu zvolen vývojový kit od firmy National Instruments LabVIEW RIO Evaluation Kit obsahující řídicí počítač NI sbRIO 9636 včetně vývojového prostředí LabVIEW.

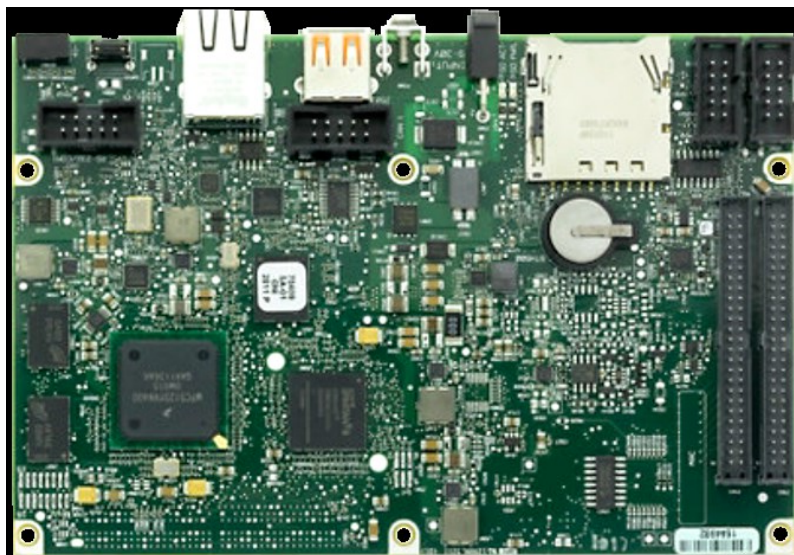


Obr. 30 - Řídicí počítač NI sbRIO-9636

Originální konfigurace počítače (obr. 30) obsahuje doplňující „dceřinou“ desku (horní deska displeje a ovládacích prvků) pro výuku a vývoj jednoduchých aplikací s omezeným množstvím vstupů a výstupů. Odejmutím této desky bylo dosaženo plné konektivity s kapacitou 16 analogových vstupů (8 vstupů v diferenčním zapojení), 4 analogové výstupy a 28 konfigurovatelných vstupně-výstupních digitálních linek. Z důvodu agregace všech



zmíněných vstupů a výstupů na dva 50-ti pinové ploché mini konektory, byly obvody přizpůsobení přímo připevněny k samotnému počítači a současně se tak staly rozhraním pro mechanické připojení dalších modulů.



**Obr. 31 - Základní deska NI sbRIO-9636**

Architektura NI sbRIO-9636 se skládá ze dvou základních částí. První, velmi důležitou částí je programovatelné hradlové pole tzv. FPGA pole (**F**ield **P**rogrammable **G**ate **A**rray) Spartan-6 LX45, které zprostředkovává přímý přístup ke všem vstupům a výstupům a umožňuje implementaci programového kódu s přesně definovaným časováním vykonávání programu. Taktovací frekvence FPGA pole je  $f_{FPGA} = 40 \text{ MHz}$ , délka trvání jednoho cyklu je tedy  $\Delta t = 25 \text{ ns}$ . Kapacita FPGA pole je fyzicky omezena počtem logických buněk, proto je třeba programový kód s maximální pečlivostí optimalizovat. Vedle omezené výpočetní kapacity je velkou nevýhodou použití FPGA pole dlouhá doba kompilace programového kódu, která se podle rozsahu aplikace pohybuje řádově od desítek minut až po několik hodin.

Druhou neméně podstatnou částí je vlastní procesor s „Real Time“ operačním systémem. Rychlost procesoru je  $f_{proc} = 400 \text{ MHz}$  a využívá se převážně ke zpracování dat. Přenos dat mezi FPGA a RT procesorem je realizován pomocí tzv. DMA (**D**irect **M**emory **A**ccess) kanálů, jejichž přenosová kapacita je rovněž omezena a to z důvodu zachování deterministického chování FPGA pole.



NI sbRIO-9636 je s vývojovým počítačem VP propojen prostřednictvím síťového připojení Ethernet. Mimo toto rozhraní disponuje tento univerzální vývojový počítač celou řadou dalších, převážně průmyslových typů připojení. Příkladem může být například rozhraní USB 2.0, RS 232, RS485 a CAN sběrnice.

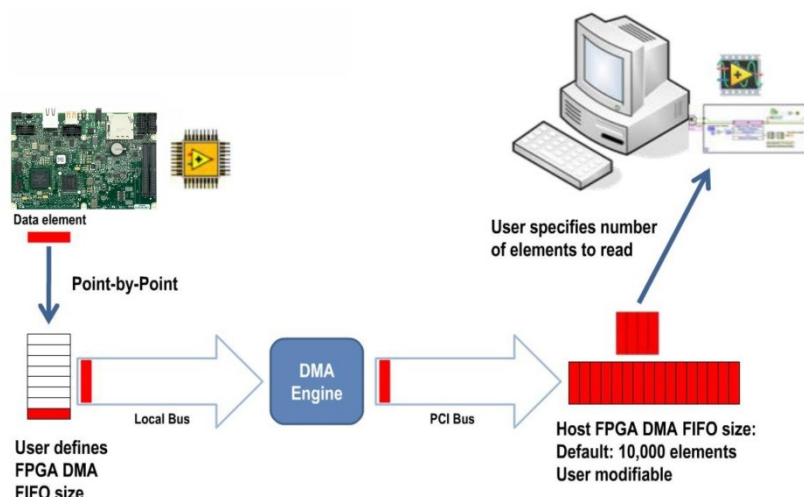
## **11.8 Vývojový počítač**

Jako vývojový počítač byl použit běžný notebook splňující minimální systémové požadavky vývojového prostředí LabVIEW. Součástí programového balíčku jsou vedle samotného LabVIEW nezbytné i FPGA a Real Time moduly, které je nutné mít pro práci s sbRIO-9636 nainstalovány.

Přenos dat mezi FPGA polem řídicího počítače a vývojovým počítačem je prostřednictvím síťového připojení Ethernet realizován také pomocí DMA kanálů. Při experimentu jsou z hlediska časové synchronizace mezi FPGA polem a vývojovým počítačem přenášeny dva typy dat.

Prvním typem jsou data, u kterých není nutná přesná časová synchronizace s během časově kritických procesů. Většinou se jedná o nastavení parametrů, přepínání režimů řízení, apod. Směr přenosu je v tomto případě nejčastěji realizován směrem z vývojového počítače do FPGA pole.

Druhým typem jsou data, která je nutno přenášet v přesně stanoveném pořadí a časových souvislostech. V případě detekce jakékoli chyby v přenosu je tato chyba hlášena a dle závažnosti je provedeno opatření, případně je ukončen běh programového kódu FPGA pole. V případě experimentálního ověření robustních algoritmů řízení jsou tato data přenášena výhradně ve směru z FPGA pole do vývojového počítače a obsahem těchto dat jsou sledované veličiny (úhlová rychlost motoru, složky statorového proudu a řídicí proměnné), jejichž jasná časová souvislost je nezbytným předpokladem pro vyhodnocení experimentu. Aby byla zaručena synchronizace přenášených dat, využívá se zde tzv. DMA FIFO paměťový blok, který funguje jako „zásobník“ dat s funkcí „první dovnitř, první ven“. Následující obrázek (obr. 32) [National Instrument, 2009] znázorňuje strukturu přenosu dat pomocí DMA kanálů mezi FPGA polem a vývojovým počítačem.

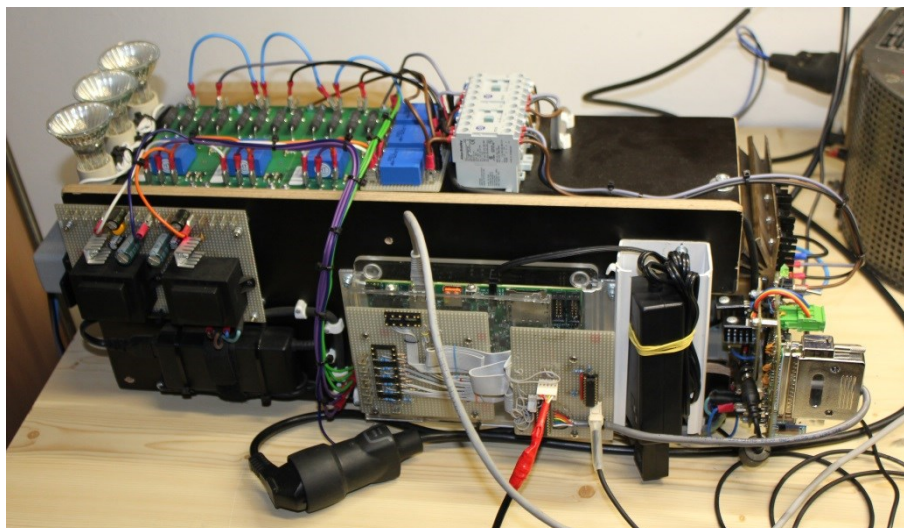


Obrázek 32 - Schéma přenosu dat pomocí DMA kanálů

V případě přetečení FIFO zásobníku (dat určených k přenosu je více než je kapacita paměťového bloku, protože starší data nebyla dosud vyčtena), dojde k ukončení programového kódu FPGA pole. Naopak při nedostatku dat ve FIFO bloku je program uživatelského rozhraní a archivace dat ve vývojovém počítači ošetřen tak, že s vyčítáním počká.

## 11.9 Sestava modulů

Jednotlivé moduly elektrické části experimentu byly sestaveny do jednoho bloku tvořícího kompaktní celek (obr. 33).



**Obr. 33 - Sestavený blok modulů**

## **12 Experimentální ověření navržených algoritmů**

Experimentální pracoviště pro praktické ověření robustních algoritmů řízení bylo navrženo a sestaveno s cílem dosáhnout co možná nejlepších experimentálních výsledků. Vývoj praktické realizace experimentu však vedl k postupným úpravám podmínek a nuceným zjednodušením. Nastavení přijatých úprav se bude věnovat úvod této kapitoly.

### **12.1 Stanovení nominálních otáček experimentu**

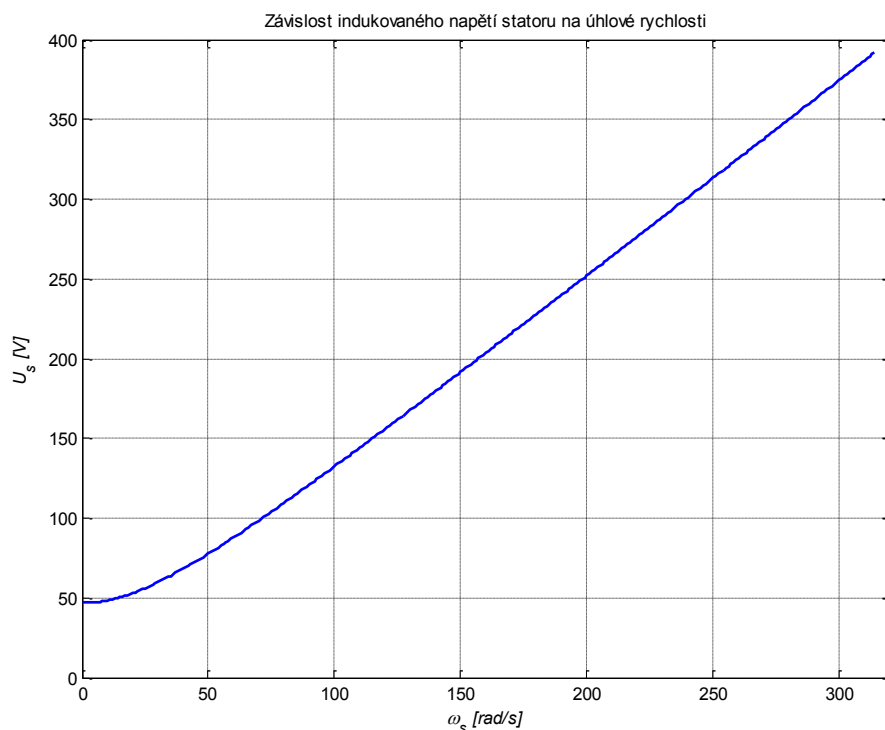
Pro ověření navržených robustních algoritmů řízení experimentem byla snížena úroveň nominálních otáček motoru oproti jmenovitým otáčkám motoru. Za hlavní důvod úpravy nominálních otáček experimentu lze považovat požadavek snížení napětí v meziobvodu napěťového střídače. K přijetí tohoto opatření vedly následující důvody:

- Bezpečnost – nižší napětí v meziobvodu snížilo riziko proražení IGBT tranzistorů.
- Dostupnost – napájení stejnosměrného meziobvodu bylo realizováno jednofázovým diodovým můstkem s předřazeným jednofázovým autotransfornátorem, který umožňoval plynulé nastavení napětí meziobvodu.

Pro stanovení nominálních otáček experimentu bylo využito poznatků z oblasti skalárního řízení asynchronního motoru, kde při řízení s konstantním magnetickým tokem, při zanedbání rotorové frekvence je požadované statorové napětí závislé pouze na frekvenci [SKALICKÝ, 2007]

$$U_s = \frac{\Psi_s R_s}{L_s} \sqrt{1 + \left( \frac{\omega_s L_s}{R_s} \right)^2}. \quad (12.1)$$

Průběh závislosti indukovaného napětí statoru na úhlové rychlosti pro asynchronní motor použitý při experimentu ukazuje (obr. 34).



**Obr. 34 - Závislost indukovaného napětí statoru na úhlové rychlosti**

Pozn.: Tato nelineární závislost je obvykle nahrazena lineární aproximací.

Z uvedené závislosti (obr. 34) je patrné, že statorovému napětí  $U_s = 230 \text{ V}$  odpovídá úhlová rychlost přibližně  $\omega_s = 180 \text{ rad/s}$ . Otáčky při experimentu by se tedy měly pohybovat v rozmezí  $\omega_s = 0 - 180 \text{ rad/s}$ .

Nutno dodat, že snížení nominálních otáček experimentu mělo pozitivní vliv i na sběr měřených dat.

## 12.2 Vektorově orientované řízení

Při realizaci vektorově orientovaného řízení asynchronního motoru se využívá modelu transformovaného do pravoúhlého souřadného systému  $d, q$ . V tomto systému souřadnic se veličiny s harmonickým průběhem jeví jako stejnosměrné. Osu  $d$  lze ztotožnit s vektorem magnetického toku statoru, hlavního magnetického toku (ve vzduchové mezeře) nebo rotorového magnetického toku. Mluvíme pak o vektorovém řízení orientovaném na statorový, hlavní nebo rotorový magnetický tok. Jak je uvedeno v [FRANČÍK, 2011], pro vektorově orientované řízení je nepřesnější ztotožnit osu  $d$  s vektorem magnetického toku rotoru. Při této transformaci (orientace na rotorový magnetický tok) je  $\Psi_{rq} = 0$  a rovnice vyjadřující elektromagnetický moment motoru

$$m_e = \frac{3}{2} \frac{p L_m}{L_r} (i_{sq} \Psi_{rd} - i_{sd} \Psi_{rq}), \quad (12.2)$$

kteřá platí v libovolné souřadné soustavě [NEBORÁK, 2009], přejde ve tvar

$$m_e = \frac{3}{2} \frac{p L_m}{L_r} i_{sq} \Psi_{rd}. \quad (12.3)$$

Tvar této rovnice se podobá rovnici elektromagnetického momentu stejnosměrného motoru s cizím buzením. Jak je z (12.3) patrné, moment motoru je určen velikostí složky  $i_{sq}$  statorového proudu a rotorovým magnetickým tokem  $\Psi_{rd}$ , jenž je výsledným tokem rotoru. Velikost magnetického toku  $\Psi_{rd}$  je určena složkou statorového proudu  $i_{sd}$ .

Vyhodnocení magnetického toku rotoru lze provést za pomoci napěťového modelu motoru viz kapitola (5). Vztah (5.13) pro výpočet magnetického toku rotoru však obsahuje integraci, která skrývá značný problém. Díky nepřesnostem měření statorových proudů a napětí spolu s teplotními změnami statorového odporu dochází k driftu vypočteného magnetického toku, který není žádným způsobem kompenzován. Efekt je výrazný zvláště u nízkých frekvencí a napěťovou rovnici tedy nelze použít pro určení magnetického toku při rozběhu stroje [BLÁHA, VÁCLAVEK, 2003].

Druhou možností získání průběhu rotorového magnetického toku je použití metody založené na rekonstrukci stavů modelu. Příkladem může být použití rozšířeného Kalmanova filtru viz kapitola (6). Vzhledem k tomu, že pozorovatele stavu mají oproti napěťovému

modelu obecně mnohem vyšší výpočetní nároky, kapacita FPGA pole použitého řídicího počítače NI sbRIO 9636 tento způsob vyhodnocení neumožnila.

Nevýhody spojené s každým z uvedených postupů vyhodnocení magnetického toku rotoru nutně vedl ke zjednodušení metody získání orientujících veličin. Řešením byl přechod na vektorové řízení orientované na magnetický tok statoru a použití proudového modelu asynchronního motoru vycházejícího z popisu asynchronního motoru pomocí tzv.  $\Gamma$ -modelu. Vztah mezi statorovými a rotorovými magnetickými toky a proudy popisují následující vektorové rovnice [BLÁHA, VÁCLAVEK, 2003]

$$\mathbf{i}_s = \frac{\boldsymbol{\Psi}_s}{L_m^\Gamma} - \frac{\boldsymbol{\Psi}_r - \boldsymbol{\Psi}_s}{L_\sigma^\Gamma}, \quad (12.4a)$$

$$\mathbf{i}_r = \frac{\boldsymbol{\Psi}_r - \boldsymbol{\Psi}_s}{L_\sigma^\Gamma}, \quad (12.4b)$$

kde  $L_m^\Gamma$  - magnetizační indukčnost [Wb] a  $L_\sigma^\Gamma$  - rozptylová magnetizační indukčnost [Wb] odpovídající  $\Gamma$ -modelu asynchronního motoru.

Z rovnic (12.4) lze snadno odvodit, že

$$\boldsymbol{\Psi}_s = L_m^\Gamma (\mathbf{i}_s + \mathbf{i}_r), \quad (12.5)$$

a za předpokladu, že je proud rotoru malý, lze statorový magnetický tok přibližně vypočítat ze vztahu [BLÁHA, VÁCLAVEK, 2003].

$$\boldsymbol{\Psi}_s = L_m^\Gamma \mathbf{i}_s. \quad (12.6)$$

Pro přepočet parametrů  $\Gamma$ -modelu asynchronního motoru lze použít následující vztah [BĚLOUŠEK, 2013].

$$L_m^\Gamma = L_m + L_{s\sigma} = L_s \quad (12.7)$$

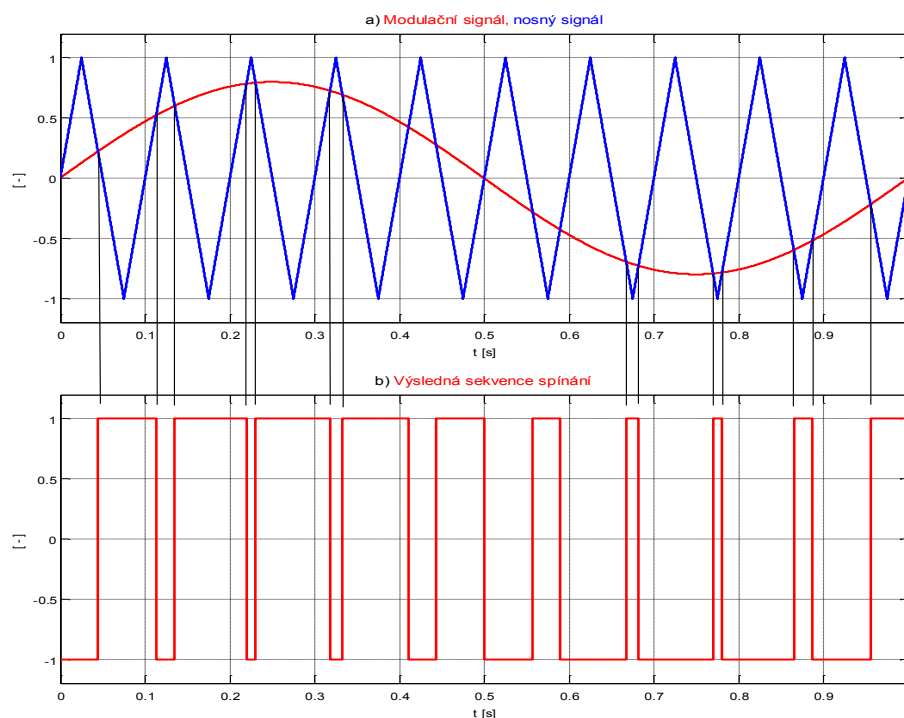
Při uvažování uvedeného zjednodušení se lze vyhnout problémům se vznikem driftu magnetického toku statoru, avšak vzhledem k podmínce, že rotorový proud je malý, lze tento proudový model obecně použít jen v oblasti otáček blízkých otáčkám synchronním. Zatěžování pohonu při vlastním experimentu pak bude prováděno s ohledem na tuto podmínku.

Vzhledem k tomu, že hlavním tématem této práce je návrh a ověření robustních algoritmů řízení, lze uvedená zjednodušení považovat za přijatelná.

### 12.3 PWM Modulace

V rámci experimentu ověření robustních algoritmů řízení se pro generování sekvence spínání tranzistorů výkonové části střídače využívá pulsně - šířkově modulace (PWM). Vlastní modulace je programově implementována do programového kódu pro FPGA pole, protože se jedná o časově velmi kritický proces, kde je nutno dodržet velmi přesné časování.

Generování kombinace sepnutí/vypnutí je založeno na porovnávání modulační a nosné vlny. Modulační vlna je sinusového průběhu, tak aby se výstupní napětí střídače co nejvíce přiblížilo harmonickému napětí. Nosným signálem je v tomto případě signál trojúhelníkového průběhu. Sekvence sepnutých a rozepnutých stavů tranzistorů se pak řídí podle následujícího graficky vyjádřeného pravidla (obr. 35).



Obr. 35 - Princip algoritmu PWM

Poměr amplitudy modulačního a nosného signálu se nazývá hloubka modulace. Jak je patrné z (obr. 25) konstrukce napěťového střídače obsahuje celkem šest (tři páry) výkonových

tranzistorů. Algoritmus modulace generuje tři diskrétní signály s proměnnou polaritou (hodnoty -1 a 1). Zjednodušeně lze říci, že kladné hodnoty patří k „horní“ skupině tranzistorů a záporné hodnoty ke „spodní“ skupině tranzistorů. Ve skutečnosti je signál pro protilehlé tranzistory ve stejné větvi třífázového střídače generován pomocí funkce logické negace signálu opačného tranzistoru v příslušné větvi. Zde je nutno připomenout, že reálné sepnutí tranzistoru není provedeno ihned po rozepnutí opačného tranzistoru, ale je posunuto o dříve zmíněný „deadtime“, tak aby došlo k úplné komutaci dříve sepnutého tranzistoru. Časové posunutí je realizováno interní logikou obvodu buzení výkonových tranzistorů.

U výkonové elektroniky se používají další typy modulací, například obdélníková modulace nebo prostorově - vektorová modulace (SVM - Space Vector Modulation) [JAVŮREK, 2003].

## 12.4 Výsledky experimentu

Cílem řízení bylo udržení úhlové rychlosti rotoru a složek statorového proudu na stanovených hodnotách. Protože analytické vyhodnocení provozních parametrů pomocí ustálených stavů nebylo možno díky silně nelineární struktuře uzavřeného systému řízení provést, byly žádané hodnoty stanoveny experimentálně metodou pokus – omyl, kdy byly sledovány průběhy žádaných veličin a současně aktivita řízení, tak aby bylo realizováno klouzavé řízení. Nastavené hodnoty tak lze v kombinaci s nastavením parametrů regulačních algoritmů a omezením akčních veličin považovat za pracovní bod uzavřeného systému řízení.

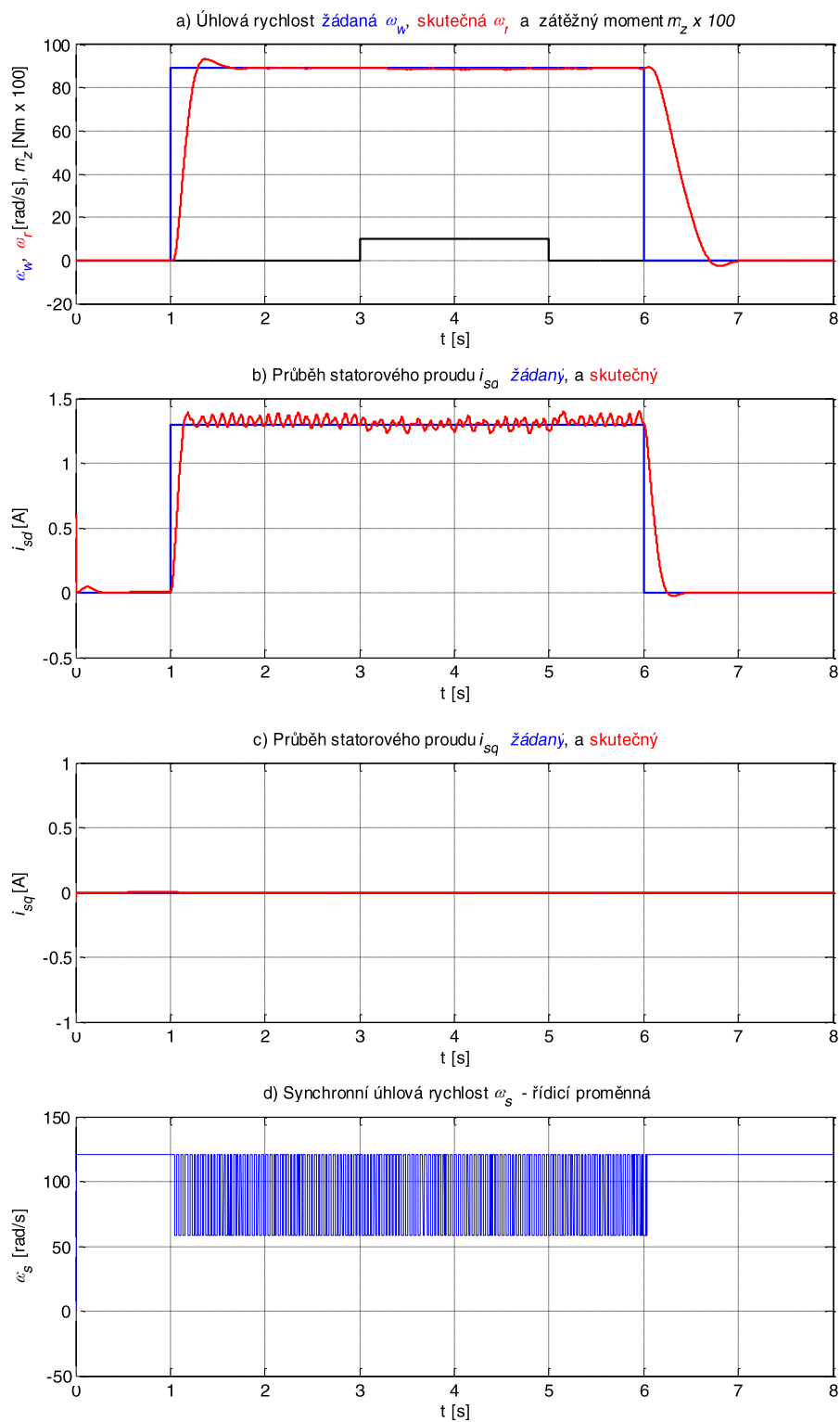
Žádané veličiny byly nastaveny na tyto hodnoty: úhlová rychlost motoru  $\omega_w = 88 \text{ rad/s}$  a složky statorového proudu  $i_{sd}^w = 1,3 \text{ A}$  a  $i_{sq}^w = 0 \text{ A}$ . Časové konstanty regulátoru byly zvoleny stejně jako při simulacích  $T_1 = 0,05 \text{ s}$  a  $T_{2,3} = 0,02 \text{ s}$ .

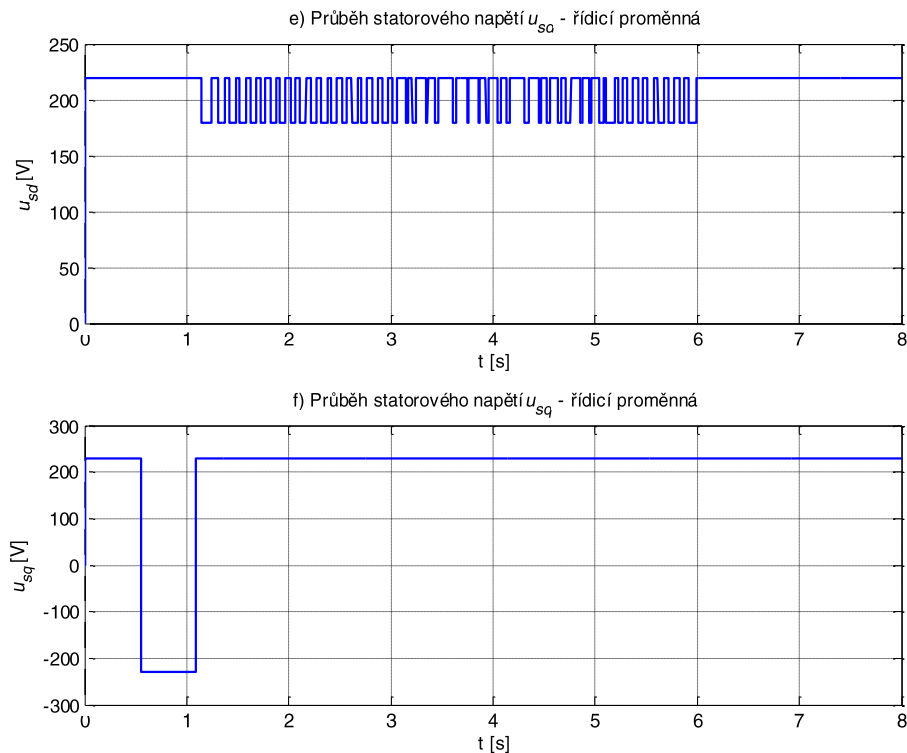
Vzorkovací frekvence měření, zpracování signálů a generování akčních veličin byla stanovena s ohledem na optimalizaci využití paměti FPGA pole, množství přenášených dat a propustnost DMA kanálů na  $f_s = 1000 \text{ Hz}$ . Tato hodnota byla ověřena experimentálně. Frekvence nosného signálů PWM modulace byla pro experiment stanovena na  $f_{pila} = 2441 \text{ Hz}$ .

Vzhledem k citlivosti nelineárního systému řízení na změnu kteréhokoli parametru byl pro experiment proti původním simulacím (obr. 23) omezen průběh žádaných otáček pouze na



skokovou změnu (obr. 36a) v intervalu  $\Delta t_\omega = 1 \div 6$  s. V časovém intervalu  $\Delta t_z = 3 \div 5$  s byl pak pohon zatížen momentem  $m_z = 0,1$  Nm.





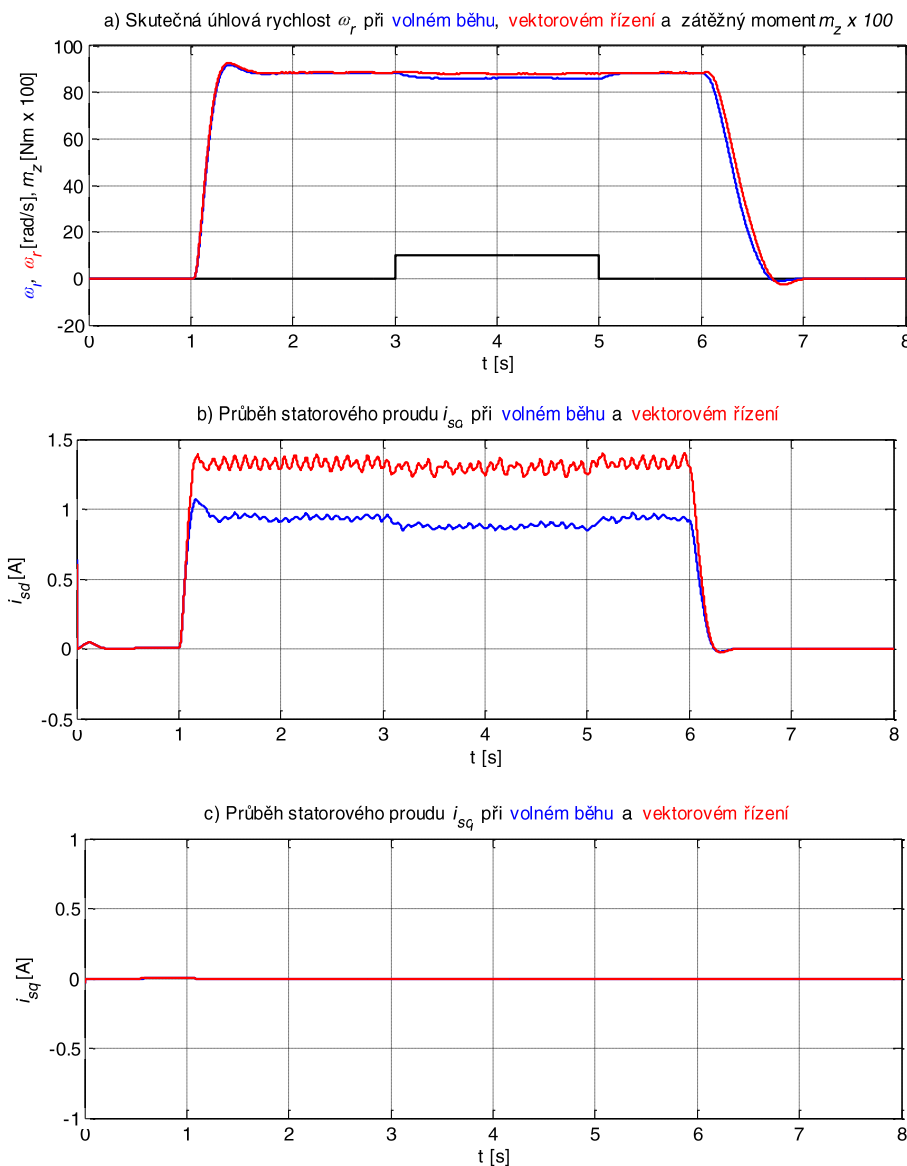
**Obr. 36 - Experimentálně získané výsledky realizovaného řízení**

Průběhy získané experimentálně v porovnání s žádanými hodnotami (obr. 36a, 36b a 36c) potvrzují robustnost navržených algoritmů řízení, což je patrné z téměř úplné eliminace vlivu poruchy a současně byly udrženy průběhy složek statorového proudu na stanovených hodnotách.

Na obr. 36f je patrna neexistence klouzavého řízení, kterou lze vysvětlit jako důsledek kombinace přijatého zjednodušení vyhodnocení orientujících veličin ze složek statorového proudu a primární myšlenky vektorově orientovaného řízení dle vztahu (12.2), resp. (12.3), které jsou v rozporu, protože by nedocházelo ke vzniku pozitivní složky momentu motoru. Tyto zcela protichůdné požadavky potvrzují robustnost navržených algoritmů řízení.

V průběhu vývoje experimentu a ověřování robustních algoritmů řízení se ukázalo, že je vhodné ztotožnit centrální/nulovou hodnotu řídicích proměnných s hodnotou příslušné žádané veličiny včetně snížení rozsahu mezí, což je patrné z obr. 36d a 36e. Touto úpravou bylo dosaženo mnohem větší plynulosti chodu pohonu, zvláště pak u složky řízení synchronní úhlové rychlosti.

Obr. 37 zobrazuje porovnání sledovaných veličin při volném běhu motoru a vektorovém řízení navrženého metodou agregace stavových proměnných.

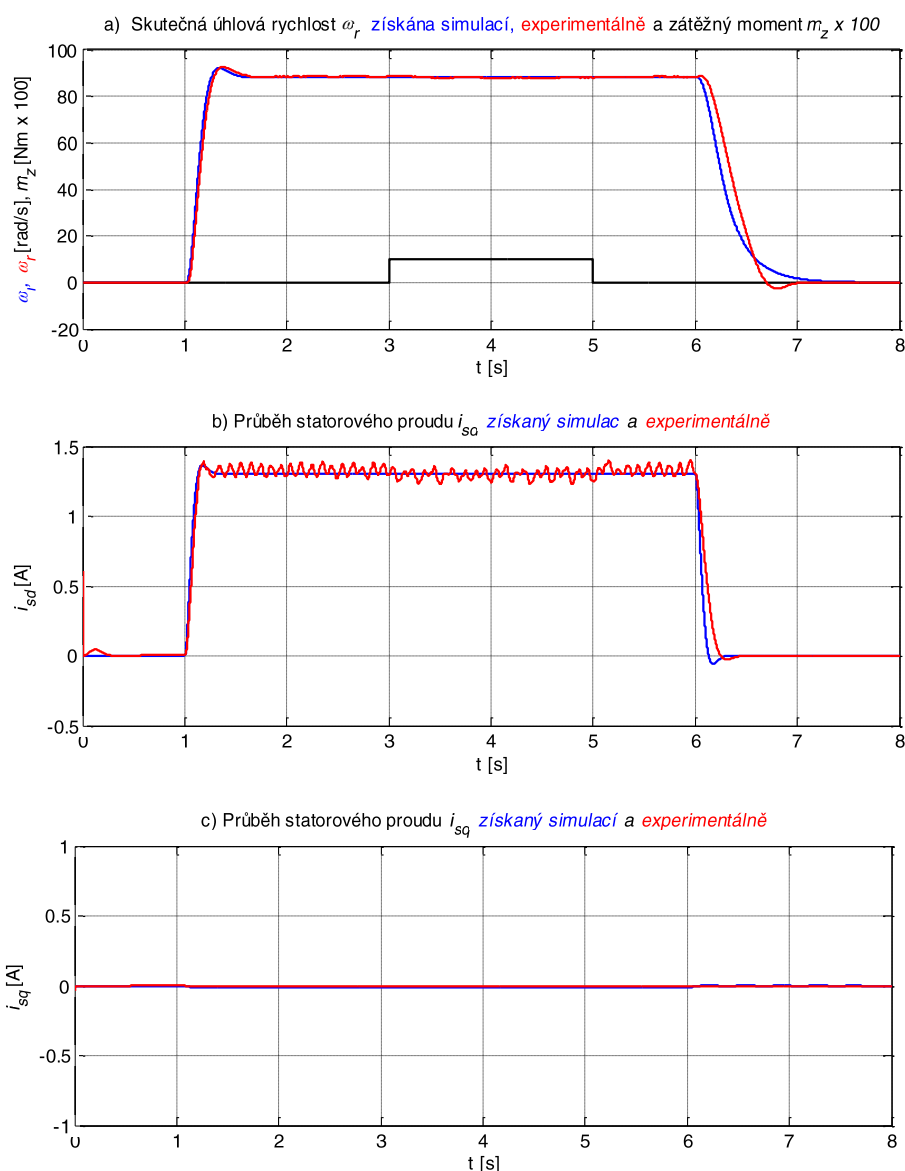


**Obrázek 37 - Průběhy žádaných veličin při volném běhu motoru a robustním řízení**

Porovnáním skutečné úhlové rychlosti motoru při volném běhu a vektorovém řízení lze opět pozorovat správnou funkčnost navržených robustních algoritmů řízení. Současně je vhodné připomenout omezení přetížení motoru větším momentem, neboť by nebyl splněn předpoklad malého rozdílu synchronní a skutečné úhlové rychlosti.

Zde je vhodné poukázat na fakt (obr. 37b), že zatížením volně běžícího motoru klesne hodnota složky proudu  $i_{sd}$ . Toto je způsobeno transformací měřených veličin do rotujícího

souřadného systému  $d, q$  orientovaného na magnetický tok statoru respektive při zavedeném zjednodušení na statorový proud. V případě orientace vyhodnocení na magnetický tok rotoru by ve stejném souřadném systému došlo k nárůstu hodnoty složky statorového proudu  $i_{sd}$ . Toto bylo experimentálně ověřeno v dílčí fázi realizace experimentu. Za důkaz korektního sběru dat lze také považovat vyhodnocení měřených složek proudu v třífázovém souřadném systému, kdy statorový proud přirozeně vzroste.



Obrázek 38 - Průběhy žádaných veličin získaných experimentálně a simulací

Na obr. 38 lze pozorovat dobrou shodu průběhů sledovaných veličin získaných experimentálně a simulací s využitím napěťově řízeného matematického modelu asynchronního motoru, což mimo jiné svědčí o správnosti použitého matematického modelu, a identifikaci parametrů asynchronního motoru s vyhovující přesností.

Uvedená srovnání (obr. 36 – obr. 38) potvrzují správnost navrženého postupu při ověřování robustních algoritmů řízení, včetně použití stejného postupu návrhu přenosem ze standardního na nestandardní tvar matematického modelu řízeného systému při společném výchozím modelu. Přes přijatá zjednodušení a omezení lze na základě uvedených výsledků považovat experimentální ověření robustních algoritmů řízení navržených metodou agregace stavových proměnných za úspěšné.

Pro dosažení lepších experimentálních výsledků by bylo zapotřebí mnohem hlubších znalostí z oblastí elektroniky, elektrických pohonů, konstrukce střídačů a v neposlední řadě programování řídicích počítačů využívající FPGA pole.

Jedním z možných vylepšení experimentu by mohlo být zvýšení vzorkovacích frekvencí s případnou možností nastavení jejich rozdílných hodnot pro sběr dat, zpracování signálů a generování akčních zásahů. Jejich vhodnou volbou by se tak mohla zvýšit robustnost navržených algoritmů a zároveň by mohly být akční zásahy vyšších frekvencí přirozeně odfiltrovány.

Současně by mohla být implementována metodika umožňující sběr dat s ohledem na PWM algoritmus zahrnující výše zmíněný „deadtime“, případně by mohlo být výstupní napětí rekonstruováno ze znalosti spínací kombinace a napětí v meziobvodu, neboť výstupní napětí střídače s PWM modulací není harmonické a nevhodně načasované vzorkování sběru dat může přinést do experimentu zásadní chyby.

## **Přínos disertační práce**

Hlavním přínosem disertační práce je komplexní řešení robustního řízení dynamicky náročné vícerozměrové úlohy, vektorově orientovaného řízení asynchronního motoru, metodou agregace stavových proměnných.

Komplexnost práce zahrnuje

- podrobný matematický popis základů metody agregace stavových proměnných
- vyhodnocení modifikací algoritmů
- návrh vektorově orientovaného řízení asynchronního motoru včetně simulačního ověření s využitím dvou typů matematických modelů motoru
- analýzu robustnosti navržených algoritmů
- modifikace algoritmů eliminující windup efekt
- návrh a realizace experimentu pro praktické ověření navržených robustních algoritmů řízení na reálném modelu a v reálném čase.

Přestože metoda agregace stavových proměnných umožňuje snadný návrh robustního i nerobustního řízení, není příliš rozšířená, zvláště pak při aplikacích podobných úloze vektorově orientovaného řízení asynchronního motoru. Proto by mohla být tato disertační práce vodítkem určující zcela nový směr ve vývoji a implementaci moderních a pokročilých aplikací robustního řízení v praxi s využitím metody agregace stavových proměnných.

## **Závěr**

Disertační práce se zabývá návrhem robustních algoritmů řízení pracujících v klouzavých módech pro vícerozměrové systémy. Pro návrh algoritmů se využívá nelineární metoda syntézy řízení - metoda agregace stavových proměnných. Pro ověřování algoritmů byl jako řízený nelineární dynamický systém zvolen třífázový asynchronní motor provozován v režimu vektorově orientovaného řízení.

Úvod práce se věnuje přehledu současného stavu, kde jsou shrnuty základní přístupy návrhu robustního řízení. Na základě uvedeného přehledu byl jako hlavní směr výzkumu zvolen návrh robustních algoritmů pracujících v klouzavých módech pomocí metody agregace stavových proměnných. Zároveň byl uveden aktuální stav vývoje metody včetně analýzy robustnosti algoritmů navržených pomocí tohoto přístupu.

Práce pokračuje podrobnou analýzou zvoleného řízeného pod systému, tedy asynchronního motoru. Současně tato kapitola popisuje transformace souřadných systémů používaných v souvislosti s asynchronními motory. Tyto transformace jsou pro moderní způsoby řízení naprostou nutností.

V rámci výzkumu bylo sestaveno testovací soustrojí včetně technických prostředků potřebných k provedení záznamu statorových proudů a napětí při volném rozběhu motoru. Na uvedeném soustrojí byla provedena experimentální offline identifikace skutečných otáček rotoru, polohy prostorového vektoru magnetického toku rotoru a v neposlední řadě identifikace parametrů původně navrženého asynchronního motoru pomocí rozšířeného Kalmanova filtru. Současně bylo z důvodu verifikace výsledků provedeno analytické vyhodnocení magnetického toku rotoru pomocí napěťového modelu motoru. Identifikace uvedených průběhů a parametrů byla provedena v prostředí programu MATLAB – Simulink.

V další kapitole byla provedena syntéza řízení metodou agregace stavových proměnných v obecném vektorovém tvaru. Pro vzorový příklad (zpětnovazební řízení otáček stejnosměrného motoru) byly navrženy a simulačně porovnány vybrané modifikace robustních algoritmů řízení pracující v klouzavém módu. Na základě dosažených výsledků a zkušeností získaných při simulacích bylo rozhodnuto o přednostním využití modifikace obsahující spojitou funkci  $f_{ce}$ . Hlavním důvodem bylo dosažení větší flexibility a možnosti snadné aproximace ostatních modifikací prostřednictvím změny velikosti konstanty ve jmenovateli spojitě náhrady znaménkové funkce.

Stěžejní částí práce byl návrh robustních algoritmů řízení pracujících v klouzavém módu pro vektorové orientované řízení asynchronního motoru. V úvodu této kapitoly je také uvedeno stručné shrnutí metod řízení asynchronních motorů. Pro realizaci této pokročilé metody řízení byla navržena struktura vícerozměrového uzavřeného systému řízení. Při návrhu byla použita metoda agregace stavových proměnných minimalizující kvadratický účelový funkcional. Navržené algoritmy byly simulačně ověřeny v programu MATLAB – Simulink.

Nezbytnou součástí syntézy řízení asynchronního motoru bylo navržení schématu algoritmu eliminujícího windup efekt vznikající z důvodu saturace akčních členů.

Největší důraz je přikládán experimentální části této disertační práce. Tu lze intuitivně rozdělit na tři dílčí části. První z nich se zabývá velmi podstatnou úpravou v experimentu, kterou byla změna celého experimentálního soustrojí z důvodu potřeby zásadního snížení výkonu asynchronního motoru. Následně pak byla znovu provedena simulace s napěťově řízeným modelem asynchronního motoru a s parametry nového soustrojí. Tyto parametry byly získány analytickým výpočtem.

Druhá experimentální část práce popisuje vlastní technickou realizaci experimentu včetně podrobného popisu technických prostředků použitých pro ověření navržených robustních algoritmů řízení v reálném čase na reálném modelu. Popis technických prostředků mimo jiné zahrnuje konstrukci napěťového střídače, volbu snímačů napětí a proudů, obvody přizpůsobení a podrobný popis experimentálního soustrojí. Jako řídicí počítač byl vybrán vývojový balík firmy National Instruments LabVIEW RIO Evaluation kit sbRIO-9636 obsahující vývojový a aplikační software LabVIEW, včetně podpůrných modulů FPGA a RealTime.

Třetí a závěrečná část popisuje nastavení parametrů experimentu a nuceně přijatých úprav a zjednodušení a hlavně pak dosažených výsledků, kdy byla jejich vyhodnocením potvrzena robustnost navržených algoritmů řízení, což bylo patrné z téměř úplné eliminace vlivu poruchy a současně udržení průběhů žádaných veličin na stanovených hodnotách. Zároveň se potvrdila správnost navrženého postupu při ověřování robustních algoritmů řízení a přes přijatá zjednodušení a omezení lze na základě uvedených výsledků považovat experimentální ověření robustních algoritmů řízení navržených metodou agregace stavových proměnných za úspěšné.



## POUŽITÁ LITERATURA

- BĚLOUŠEK, J. Trakční pohony s asynchronním motorem. Brno: VUT v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky, 2013, Disertační práce.
- BLÁHA, P., VÁCLAVEK, P. Bezsnímačové řízení asynchronních motorů. AUTOMA. 2003, č.3, s. 19-22., Dostupné též z: <http://automa.cz/download/au030319.pdf>
- BRANDŠTETTER, P., PALACKÝ, P. & VINKLÁREK, D. Application of the Kalman Filter for the Sensorless Control of A.C. Drive with Induction Motor. Transaction of the VŠB – Technical University of Ostrava, Electromechanical Series. Vol.6, No. 1, 2003, pp. 11-20
- ČELIKOVSKÝ, S. *Nelineární systémy*. Praha: ČVUT v Praze, 2006, ISBN 80-01-03435-6
- DeCARLO, R. A., ZAK, S. H., MATTHEWS, G. P. Variable Structure Control of Nonlinear Multivariable Systems: A Tutorial. Proceedings of the IEEE, Vol. 76, No. 3, March 1988.
- FAIRCHILD SEMICONDUCTORS. High Speed Transistor Optocouplers Datasheet, rev. 1.0.5, 2008. Dostupný též z: <http://www.fairchildsemi.com/ds/HC/HCPL2531.pdf>
- FRANČÍK, O. Bezsenzorové řízení střídavého regulovaného pohonu s asynchronním motorem. Ostrava: VŠB-TUO, Fakulta elektrotechniky a informatiky, Katedra elektroniky, 2011, Disertační práce.
- HUNG, J. Y., GAO, W., HUNG, J. C. Variable Structure Control: A Survey. IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 40, No. 1, February 1993.
- HAVLENA, V. *Moderní teorie řízení – Doplnkové skriptum*. Praha: Vydavatelství ČVUT, 1999. ISBN 80-01-02036-3
- IMECS, M., INCZE, I. A Simple Approach to Induction Machine Parameter Estimation. Workshop on Electrical Machines Parameters, pp. 73-80, Technical University of Cluj-Napoca, 26<sup>th</sup> of May 2001, ISBN 978-80-214-4547-5
- INTERNATIONAL RECTIFIER. IR2130/IR2132 - 3-Phase Bridge Driver. Datasheet No. PD60019 Rev. P, 2004, Dostupný též z: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/ir2130.pdf>
- INTERNATIONAL RECTIFIER. Miniaturization of the Power Electronics for Motor Drives: Design Tip No.: DT93-6, 2012, Dostupný též z: <http://www.irf.com/technical-info/designtip/dt93-6.pdf>
- INTERNATIONAL RECTIFIER. Six-Output 600V MGDs Simplify 3-Phase Motor Drives: Application Note No.: AN985, 2005, Dostupný též z: <http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-985.pdf>
- JAVŮREK, J. *Regulace moderních elektrických pohonů*. Praha: Grada Publishing a.s., 2003, ISBN 80-247-0507-9

KOLÁČNÝ, J. *Elektrické pohony*. Brno: VUT v Brně, Katedra elektrotechniky a komunikačních technologií, 2003, skriptum.

KALMAN, R. E. A new Approach to Linear Filtering and Prediction Problems. Transaction of the ASME, 1960.

KOUBA, Y. Recursive identification of induction motor parameters. Simulation Modeling Practice and Theory 12, 2004, pp. 365-381. Available online at [www.sciencedirect.com](http://www.sciencedirect.com).

MARINO, R., TOMEI, P. & Verrelli, M. *Induction Motor Control Design*. London : Springer - Verlag, 2004, 349 p. ISBN 978-1-84996-283-4

MAŇÁSEK, R. Energeticky úsporné koncepce elektrohydraulických systémů. Ostrava: VŠB-TUO, Fakulta strojní, Katedra automatizační techniky a řízení, 2001, Disertační práce.

MURATA, T., TSUCHIYA, T. & TAKEDA, I. Vector Control for Induction Machine on the Application of Optimal Control Theory. IEEE Trans. Ind. Electron. Vol. 37, No 4, 1990, pp. 283-290

NATIONAL INSTRUMENT. FPGA Module Training, 2009. Dostupný též z: [www.ni.com](http://www.ni.com)

NEBORÁK, I. Mechatronické systémy - struktury s asynchronními motory. Ostrava, VŠB-TUO, Fakulta elektrotechniky a informatiky, Katedra elektroniky, Studijní materiál, 2009.

NOSKIEVIČ, P. *Modelování a identifikace systémů*. Ostrava: Montanex a.s., 1999, ISBN 80-7225-030-2

QUANG, P. N., DITTRICH, A. J., *Vector Control of Three-Phase AC Machines*. Power Systems Edition, Berlin: Springer, 2008, ISBN: 978-3-540-79028-0

RAZÍM, M., ŠTECHA, J. *Nelineární systémy*. Praha: Ediční středisko ČVUT Praha, Fakulta elektrotechnická, 1997.

SHAW, S. R., LEEB, S. B. Identification of Induction Motor Parameters from Transient Stator Current Measurements. IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 46, No. 1, February 1999.

SHEN Yan-xia and CHEN Zhong-wei, Induction Motor Vector Control System Based on Anti-windup Controller. The 6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, 2011.

SKALICKÝ, J. *Elektrické regulované pohony*. Brno: Ediční středisko VUT Brno, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2007.

TAKAHASHI, I., NOGUCHI, T. A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor. IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. IA-22, No. 5, September/October 1986.

UTKIN, V. *Sliding Modes in Control and Optimization*. Springer-Verlag, 296 p., Berlin, 1992.

UTKIN, V., GULDNER, J. & SHI, J. *Sliding mode Control in Electromechanical Systems*. Taylor & Francis, 325 p., London, 1999

VESELÝ, V., HARSÁNYI, L. *Robustné riadenie dynamických systémov*. Bratislava, Slovenská technická univerzita v Bratislave, 2008, ISBN 978-80-227-2801-0.

VÍTEČEK, A. Syntéza optimálního programového řízení metodou agregace stavových proměnných. Ostrava, habilitační práce VŠB Ostrava 1991

VÍTEČEK, A. Vektorově orientované řízení asynchronního motoru. Ostrava, Sborník vědeckých prací VŠB-TU Ostrava, Řada strojní. Ročník XLII, Článek číslo 1163, 1996, pp. 19-26

VÍTEČKOVÁ, M, VÍTEČEK, A. Metoda agregace a robustní algoritmy. Proceedings of the 5th International Scientific - Technical Conference Process Control 2002, Univerzita Pardubice, 2002a, s. 1-6., ISBN 80-7194-452-1

VÍTEČKOVÁ, M, VÍTEČEK, A. *Optimální systémy řízení*. Ostrava: VŠB-TU Ostrava., 2002b, 160s., ISBN 80-7078-736-8

VÍTEČEK, A., VÍTEČKOVÁ, M. Robust Control of Hoisting Machine. In. Mine Planning and Equipment Selection 2002. Ostrava: VŠB-TU Ostrava, 9.-11.9.2002, p. 515-520. ISBN 80-248-0127-2.

VITTEK, J., DODDS, J. S. *Forced Dynamics Control of Electric Drives*. EDIS-Žilina University Publisher, 235 p., Zilina, 2003.

WACH, P. *Dynamics and Control of Electric Drives*. Springer-Verlag, 454 p., Berlin, 2011.

WELCH, G., BISHOP, G.: An Introduction to the Kalman Filter. Chapel Hill, University of North Carolina at Chapel Hill, Department of Computer Science, 2001.

ZBORAY, L., ĎUROVSKÝ, F. Stavové riadenie elektrických pohonov. Košice, študijný materiál pre špecializovaný kurz „Microcomputer Controlled Electrical Drives in Industrial Automation“, TU v Košiciach, 1996

ZÍTEK, P., VÍTEČEK, A. *Návrh řízení podsystémů se zpožděními a nelinearitami*. Praha: Vydavatelství ČVUT., 1999, 165 s., ISBN 80-01-01939-X

## SEZNAM PUBLIKACÍ AUTORA

DUDA, T., VÍTEČEK, A. Application of Robust Control Algorithms in Vector Oriented Control of Induction Motor. *Transactions of the VŠB – Technical University of Ostrava*, Nr. 2/2011, volume LVII, Mechanical Series, article Nr. 1871, pp.49-55, ISSN 1210-0471 (Print), ISSN 1804-0993 (Online), ISSN-L 1210-0471

DUDA, T., VÍTEČEK, A. Robust Control Algorithms in Vector Oriented of Induction Motor. *In Proceedings of the 13<sup>th</sup> International Carpathian Control Conference (ICCC) 2012*, pp. 137-140, Podbanské, High Tatras, Slovak Republic, May 28-31, 2012, IEEE Catalog Number: CFP1242L-CDR, ISBN: 978-1-4577-1866-3

DUDA, T. Eliminace windup efektu u robustních algoritmů řízení pracujících v klouzavém módu. XXXVI Seminar ASR 2012 „Instruments and Control“, VŠB-TUO, Ostrava, ISBN 978-80-248-2626-4

VÍTEČKOVÁ, M., VÍTEČEK, A., DUDA, T., SPURNÝ, M. *Metodika týmové tvorby učebních textů z oblasti teorie automatického řízení*. Případová studie projektu OP VK CZ.1.07/2.3.00/09.0147 „Vzdělávání lidských zdrojů pro rozvoj týmů ve vývoji a výzkumu“. Fakulta strojní VŠB-TU Ostrava – srpen 2012, 153 s.

DUDA, T. Odhadování stavu nelineárního systému pomocí Kalmanova filtru. *In Sborník Workshopu Perspektivní projekty vývoje řídicích a senzorických technologií září 2012*, pp. 33-38, Velké Karlovice, Hotel Tatra, 5.-7. září 2012, ISBN 978-80-214-4547-5

DUDA, T., VÍTEČEK, A. Robust Control Algorithms and the State Variable Aggregation Method. *In Proceedings of the 14<sup>th</sup> International Carpathian Conference (ICCC 2013)*, pp. 49-52, Rytro, Hotel Perła Południa, Poland, May 26-29, 2013, IEEE Catalog Number: CFP1342L-CDR, ISBN: 978-1-4673-4489-0

## **Příloha 1**

Protokol o typové zkoušce asynchronního motoru 1LA7083-2AA

**SEM Mohelnice**

**PROTOKOL O ZKOUŠCE**  
TEST REPORT OF ... PRÜFPROTOKOL DER

**č. T9963-043-2**

No. ... Nr.

**Asynchronní motor 1LA7063-2**

Induction motor ... Asynchronmotor

**Datum : 29.3.2004**

Date ... Datum

**Určeno pro :**

Assigned to ... Bestimmt für

# **PROTOKOL O TYPOVÉ ZKOUŠCE ASYNCHRONNÍHO MOTORU**

Type certificate of induction motor - Typenprotokoll des Asynchronmotors

Test No. ...Probe Nr.: T9963-043-2

Typ...Type: 1LA7063-2	Serial-No.: 0020-0037	spec.: 02.20400
0.25 kW	400.0 V;Y	0.68 A
	cos $\phi$ : 0.820	2830/min
S1	IP55	F
	40.0 °C	TP:
	IM B3	50.0 Hz
		4.4 kg

Základní mechanické zkoušky : VYHOVUJI

Basic mechanical tests ... Elementar mechanischer Test

Odpor vinuti-studený ... Winding resistance-cold ... Widerstand-kalt

$R_{isol}(M\Omega)>$  100

Svorky ... Terminals ... Klemmen

U - V V - W W - U

$R_{120}$

$U_{test}(V)$  400

$\theta$  (°C)

22.1

R (Ω):

91.00000

92.83000

94.54000

46.01604

M <sub>N</sub> (Nm)		0.8	MĚŘENÍ PŘI ZATÍŽENÍ					... Load test ... Messung bei der Belastung		1.MĚŘENO při Un, Mn
U <sub>N</sub> ( V )		400.0	1.	2.	3.	4.	5.	6.		*Measured at ...
U (V)		400.0	400.0	400.0				400.0		*Messung bei ...
P <sub>in</sub> (W)		377	389	384						2.PŘEPOČET na Pn
P (W)		243	250	250				250		
I (A)		0.68	0.70	0.68				0.68		*Corrected for Pn
f (Hz)		50.00	50.00					50.00		*Korrektur auf Pn
Otáčky (min <sup>-1</sup> )		2819.0	2813.7	2819.6				2830.0		3.PŘEPOČET na Tref podle EN 60034-2
Speed ... Drehzahl										
M (Nm)			0.85	0.85				0.84		*Corrected for Tref acc. to ...
η (%)		64.45	64.24	65.07				65.00		
cos φ (-)		0.800	0.802	0.814				0.820		*Korrektur auf Tref nach ...
M <sub>ST</sub> /M <sub>N</sub> *M <sub>A</sub> /M <sub>N</sub> (-)			1.97	1.97				2.00		
I <sub>ST</sub> /I <sub>N</sub> *I <sub>A</sub> /I <sub>N</sub> (-)			3.99	4.10				4.00		
M <sub>MAX</sub> /M <sub>N</sub> *M <sub>K</sub> /M <sub>N</sub> (-)				2.24				2.20		
M <sub>MIN</sub> /M <sub>N</sub> (-)				1.89						
Skruz		6.033	6.211	6.014				5.667		
Slip ... Schlupf (%)										
Vinutí Δθ		0s	59.6	61.9	EN60034-2					
Winding ... Wicklung		Maximální	Maximální	Tref=75°C						
Kostra Δθ										
Frame ... Gehäuse (K)										
θ <sub>a</sub> (°C)		22.4	22.4							
Doba										
Time ... Dauer (min)										
Odpor vinutí-teplý (Ω)		U - V	112.19006	116.57731						
Resistance-warm		V - W	112.18814	116.57533						
Widerstand-warm		W - U	112.18814	116.57533						
R <sub>isol</sub> >		(MΩ)	50							
MĚŘENÍ NAPRAZDNO					MĚŘENÍ NAKRÁTKO					6.ZARUČENO
No-load test ... Leerlaufmessung					Short-circuit test ... Kurzschlussmessung					
Napětí (V)	Proud (A)	Přikon (W)	Účinek (-)	Napětí (V)	Proud (A)	Přikon (W)	Účinek (-)	Moment (Nm)		
Voltage	Current	Power in	Power fact.	Voltage	Current	Power in	Power fact.	Torque		
Spannung	Strom	Leistungaufn.	Leistungsfakt.	Spannung	Strom	Leistungaufn.	Leistungsfakt.	Moment		
400,0;Y	0,58	91	0,227	400,0;Y	2,79	1762	0,912	1,67		
ZÁVITOVÁ ZKOUŠKA			ZKOUŠKA MECH. ODOLNOSTI			ZKOUŠKA VÝDRŽNÝM NAPĚTÍM				
Winding test ... Windungsprobe			High-speed test ... Schleuderprobe			Withstand voltage test ... Wicklungsprüfung				
130% U <sub>N</sub> - 3 min.			120% n <sub>MAX</sub> - 2 min.			1800 V - 1 min.				
ZKOUŠKY VYHOVUJI EN 60034-2										
Tests pass ... Prüfungen entsprechen ...										
Nehodnocen ... nicht ausgewertet :										
Mmax/Mn, Mmin/Mn										

Poznámka

Pr. č. 11, RULISEK, 21.1.1999

Zakázka

Note ... Bemerkung

Order ... Auftrag

LIAZ

29.3.2004

Quality Assurance ... Qualitätssicherung

Podpis: ..

Datum

Signature ... Unterschrift

Date ... Datum

SEM Mohelnice

List : 3		
Typ: 1LA7063-2	spec.: 02.20400	TZ: T9963-043-2
0,25 kW	400,0 V;Y	0,68 A      2830/min      50,0 Hz

M <sub>N</sub> (Nm) U <sub>N</sub> (V)	MĚŘENÍ PŘI ZATÍŽENÍ ... Load test ... Messung bei der Belastung				
	7.	8.	9.	10.	
U (V)					
P <sub>in</sub> (W)					
P (W)					
I (A)					
f (Hz)					
Otáčky (min <sup>-1</sup> )					
Speed ... Drehzahl					
M (Nm)					
η (%)					
cos φ (-)					
M <sub>ST</sub> /M <sub>N</sub> * M <sub>A</sub> /M <sub>N</sub> (-)					
I <sub>ST</sub> /I <sub>N</sub> * I <sub>A</sub> /I <sub>N</sub> (-)					
M <sub>MAX</sub> /M <sub>N</sub> * M <sub>K</sub> /M <sub>N</sub> (-)					
M <sub>MIN</sub> /M <sub>N</sub> (-)					
Skluž					
Slip ... Schlupf (%)					
Vinutí Δθ					
Winding ... Wicklung (K)					
Kostra Δθ					
Frame ... Gehäuse (K)					
θ <sub>a</sub> (°C)					
Doba					
Time ... Dauer (min)					
Odpor vinutí-teplý (Ω)					
Resistance-warm U-V					
Resistance-warm U-W					
Resistance-warm V-W					
R <sub>isol</sub> >					

Vyznam symbolů ... Meaning of symbols ... Sinn des Zeichen		
R ... Svorkový odpor vinutí ..... P <sub>20</sub> ... Odpor vinutí při 20 °C ..... P <sub>in</sub> ... El. Příkon ..... ΔP <sub>Fe</sub> ... Ztráty v železe ..... ΔP <sub>st</sub> ... Ztráty I <sup>2</sup> R statoru ..... P <sub>s</sub> ... Výkon ve vzduchové mezeře ..... ΔP <sub>re</sub> ... Ztráty I <sup>2</sup> R ve vinutí rotoru ..... ΔP <sub>m</sub> ... Mechanické a ventilační ztráty ..... ΔP <sub>ad</sub> ... Přídavné ztráty ..... P ... Výkon ..... M <sub>N</sub> ... Jmenovitý moment ..... U ... Napětí svorkové ..... I ... Proud ..... f ... Frekvence ..... η ... Účinnost ..... cos φ ... Účinník ..... M <sub>ST</sub> /M <sub>N</sub> * M <sub>A</sub> /M <sub>N</sub> ... Moment záběrový / jmenovitý ..... I <sub>ST</sub> /I <sub>N</sub> * I <sub>A</sub> /I <sub>N</sub> ... Proud záběrový / jmenovitý ..... M <sub>MAX</sub> /M <sub>N</sub> * M <sub>K</sub> /M <sub>N</sub> ... Moment maximální / jmenovitý ..... M <sub>MIN</sub> /M <sub>N</sub> ... Moment minimální / jmenovitý ..... θ <sub>a</sub> ... Teplota okolí .....	Terminal resistance ..... Winding resistance at 20 °C ..... Power input ..... Core losses ..... I <sup>2</sup> R losses-winding ..... Power across air gap ..... I <sup>2</sup> R losses-rotor ..... Friction and windage loss ..... Stray-load loss ..... Power output ..... Rated torque ..... Voltage ..... Line current ..... Frequency ..... Efficiency ..... Power factor ..... Starting torque / Rated torque ..... Starting current / Rated current ..... Breakdown torque / Rated torque .. Minimal torque / Rated torque ..... Ambient temperature .....	Klemmenwiderstand ..... Wicklungswiderstand bei 20 °C ..... Leistungsaufnahme ..... Eisenverluste ..... Ständerverluste I <sup>2</sup> R ..... Luftspaltleistung ..... Läuferverluste I <sup>2</sup> R ..... Reibungsverluste ..... Zusatzverluste ..... Leistungsabgabe ..... Nennmoment ..... Spannung ..... Strom ..... Frequenz ..... Wirkungsgrad ..... Leistungsfaktor ..... Anzugsmoment / Nennmoment ..... Anzugsstrom / Nennstrom ..... Kippmoment / Nennmoment ..... Minimalmoment / Nennmoment ..... Raumtemperatur .....

PŘÍLOHY ... Appendixes ... Anlage		
LIST ... Sheet ... Blatt 5 Měření naprázdno No-load ... Leerlauf 6 Měření nakrátko Short-circuit ... Kutschluss 7 Oteplovací zkoušky Temperatur-rise Erwärmung	LIST ... Sheet ... Blatt 7 EN 60034-2	Load tests-Method Belastung-Methode

29.3.2004  
Datum  
Date ... Datum



List : 4		
Typ: 1LA7063-2 0,25 kW	Spec.: 02.20400 400,0 V;Y 0,68 A	TZ : T9963-043-2 2830/min 50,0 Hz

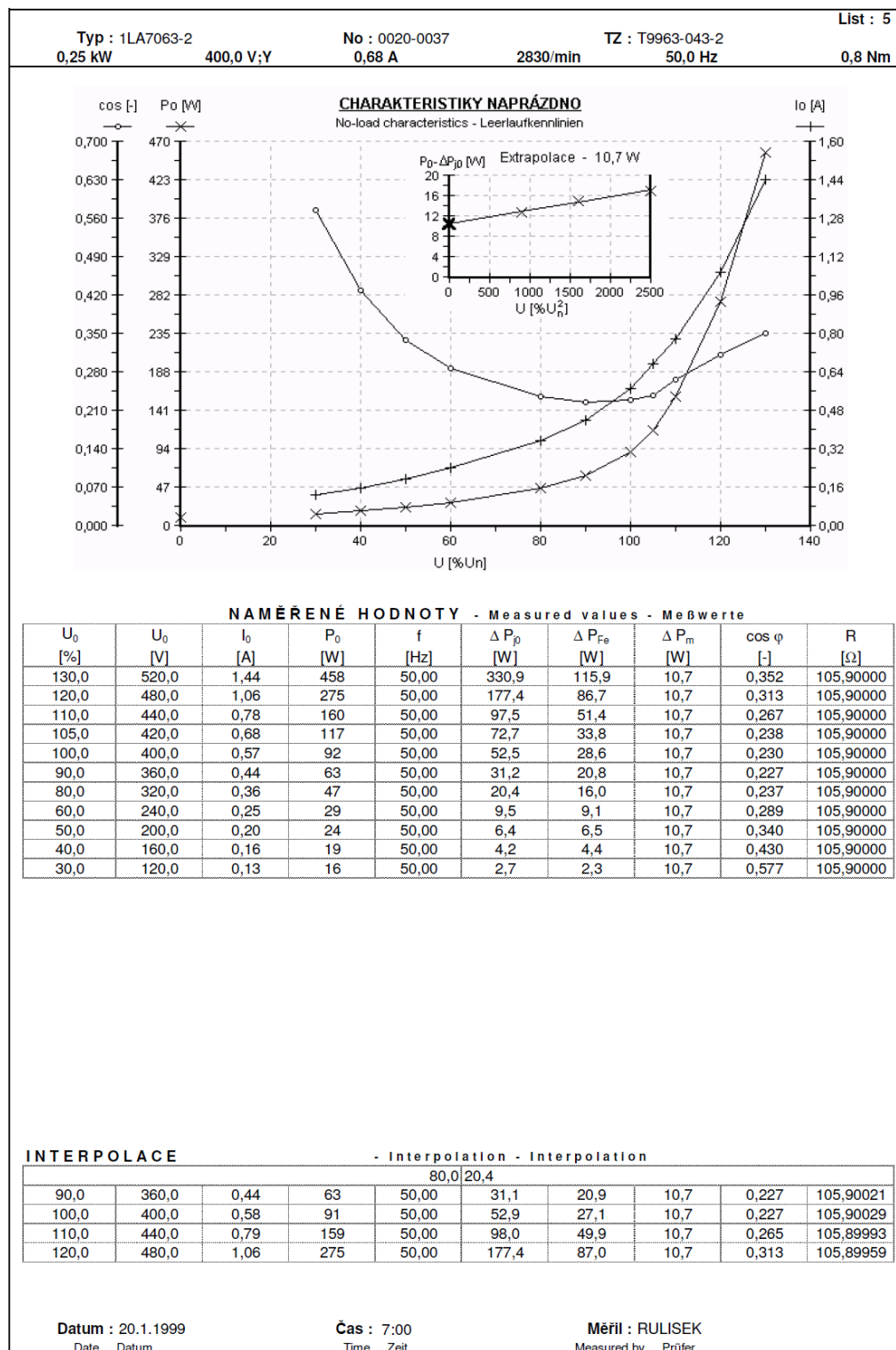
Hodnota Value Wert	ZTRATY PŘI ZATÍŽENÍ - dle listu 1 Load losses - see sheet 1 Verluste bei der Belastung - siehe Blatt 1					ZTRATY PŘI ZATÍŽENÍ - dle listu 2 Load losses - see sheet 2 Verluste bei der Belastung - siehe Blatt 2				
	No.1	No.2	No.3	No.4	No.5	No.7	No.8	No.9	No.10	
$P_{in}$ (W)	377	389	384							
$\Delta P_{Fe}$ (W)	27,1	27,1	27,1							
$\Delta P_{j1}$ (W)	77,8	82,5	77,8							
$P_{\delta}$ (W)	272	280	276							
$\Delta P_{j2}$ (W)	16,4	16,9	16,6							
$\Delta P_m$ (W)	10,7	10,7	10,7							
$\Delta P_{ad}$ (W)	1,9	2,0	1,9							
$\Sigma \Delta P$ (W)	134	139	134							
$P$ (W)	243	250	250							
No.1	<b>MĚŘENO při Un, Mn</b> Measured at ... ; Messung bei ...									
No.2	<b>PREPOČET na Pn</b> Corrected for Pn ; Korrektur auf Pn									
No.3	<b>PŘEPOČET na Tref podle EN 60034-2</b> Corrected for Tref acc. to ... ; Korrektur auf Tref nach ...									

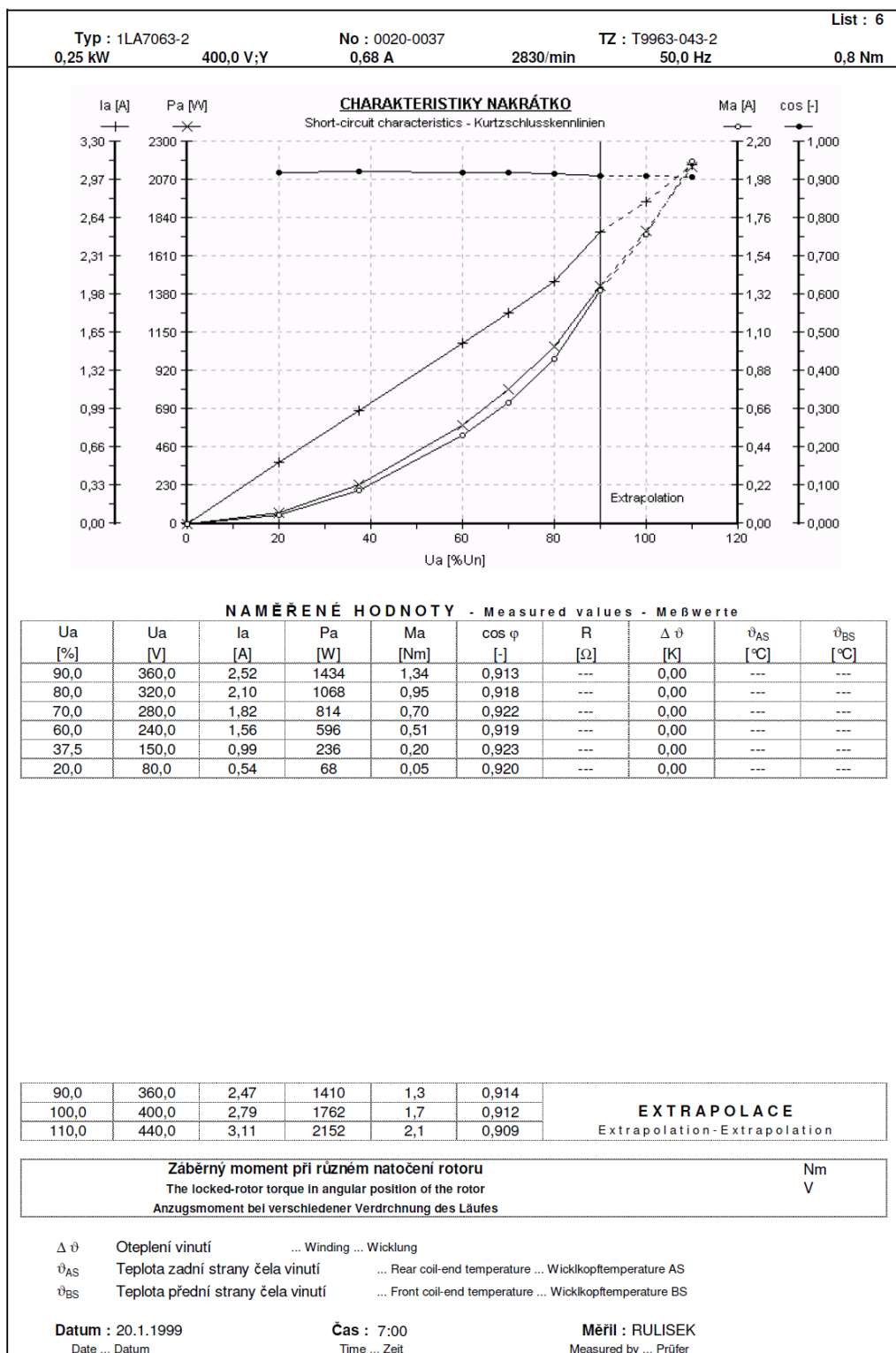
  

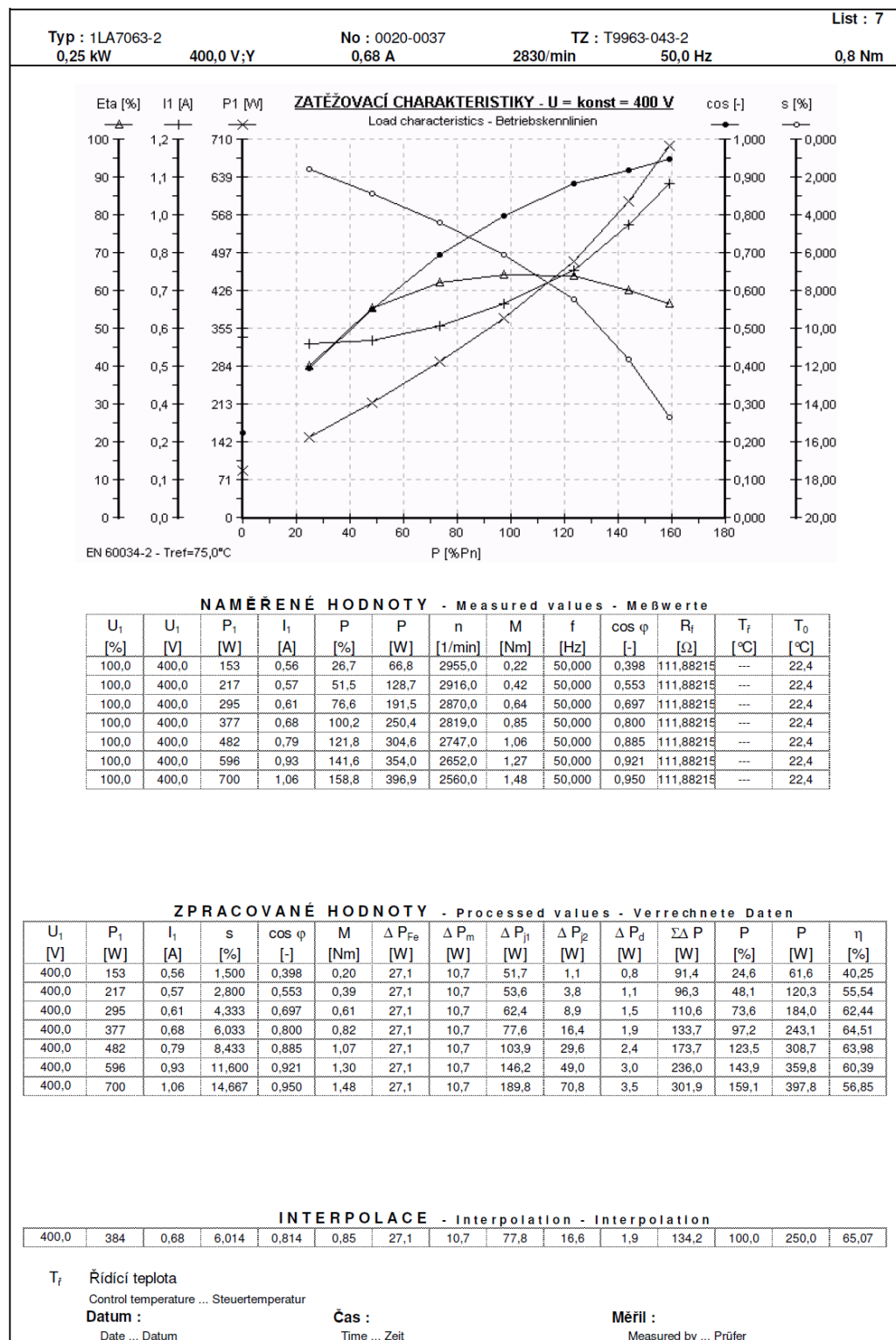
<b>Moment setrvačnosti :</b> J (kgm <sup>2</sup> ) Moment of inertia ... Trägheitsmoment	Měřený Measured ... Messung	Zaručený Guaranteed ... Garantierwert
<b>Naměřená hladina akustického výkonu dB(A) :</b> Measured acoustic power level Gemessenerwert akustischeleistung	Naprázdno No-load ... Leerlauf Přípustná Admissible ... Zuverlässig	<b>54,00</b> Zatížení Load ... Belastung Přípustná Admissible ... Zuverlässig
<b>Kmitání - max. hodnota efektivní rychlosti :</b> Vibration - max. value of effective velocity ... Max. Effektivgeschwindigkeit der Schwingungen	v (mm/s) <b>0,70</b>	Přípustná Admissible ... Zuverlässig
<b>Proudové přetížení :</b> Overload current capacity ... Gelendliche Stromüberlastung	1,5 I <sub>N</sub> - 2 min. <b>1,02 A</b>	<b>Chlazení :</b> Cooling ... Kühlluftmenge
<b>Momentové přetížení :</b> Overload torque capacity ... Drehmoment-Überlastbarkeit	1,6 M <sub>N</sub> - 15 sec. <b>1,35 Nm</b>	<b>Hmotnost :</b> Mass ... Gewicht
<b>Zkouška nakrátko</b> Short-circuit test ... Kurzschlussprüfung	U (V)	I <sub>N</sub> (A)
<b>Poměrný ráz</b> Relative surge ... Kurzschlußstoß	S <sub>I</sub> (-) <b>7,7</b>	P <sub>1</sub> (W)
<b>Polohová změna</b> Position change ... Lageänderung	U (V)	M (Nm)
<b>Zkouška krytí</b> IP55	... Test of protection ...	
<b>Reverzace motoru naprázdno :</b> No-load reversing ... Leerumschalttauftigkeit	Počet/hod Number/hour ... Zahl/Stunde	Oteplení vinutí Winding ... Wicklung
<b>PTC Termistory</b> ... Thermistors ... Kaltleiter	Jmenovitá teplota Rated temperature ... TNAT	Teplota vinutí při vypnutí Winding temper. at shutdown ... Gemessenenetemper. bei der Abschaltung
<b>Provedení</b> ... Version ...	<b>Vodičů v drážce 1x123, drátem 1x0.28, větvi 1, krok 1-11</b>	

**29.3.2004**  
 Datum  
 Date ... Datum







Typ : 1LA7063-2  
0,25 kW

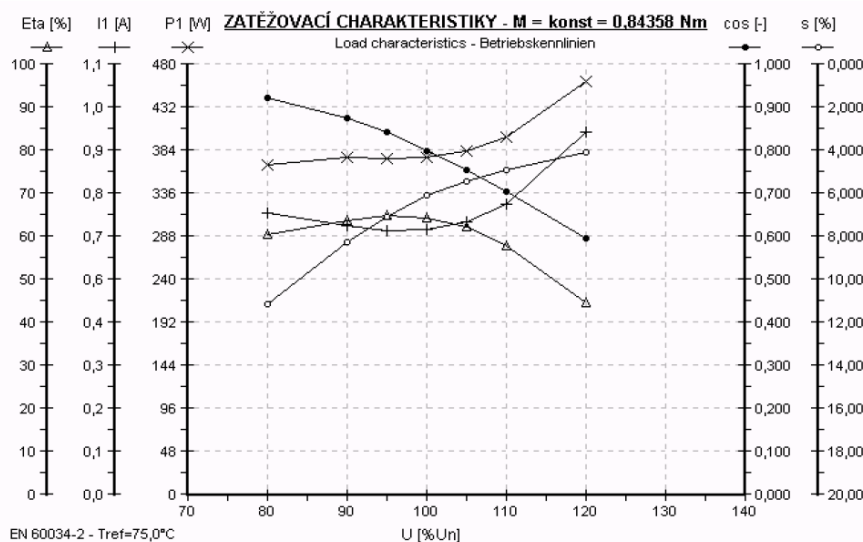
400,0 V;Y

No : 0020-0037  
0,68 A

TZ : T9963-043-2  
2830/min 50,0 Hz

List : 8

0,8 Nm



**NAMĚŘENÉ HODNOTY - Measured values - Meßwerte**

$U_1$ [%]	$U_1$ [V]	$P_1$ [W]	$I_1$ [A]	$P$ [%]	$P$ [W]	$n$ [1/min]	$M$ [Nm]	$f$ [Hz]	$\cos \varphi$ [-]	$R_t$ [Ω]	$T_f$ [°C]	$T_0$ [°C]
80,0	320,0	369	0,72	94,7	236,8	2666,0	0,85	50,000	0,923	111,88215	---	22,4
90,0	360,0	377	0,69	97,8	244,5	2753,0	0,85	50,000	0,877	111,88215	---	22,4
95,0	380,0	376	0,68	99,0	247,6	2788,0	0,85	50,000	0,844	111,88215	---	22,4
100,0	400,0	377	0,68	100,2	250,4	2819,0	0,85	50,000	0,800	111,88215	---	22,4
105,0	420,0	385	0,70	100,8	252,1	2838,0	0,85	50,000	0,757	111,88215	---	22,4
110,0	440,0	400	0,74	101,4	253,4	2853,0	0,85	50,000	0,706	111,88215	---	22,4
120,0	480,0	461	0,93	102,2	255,6	2878,0	0,85	50,000	0,596	111,88215	---	22,4

**ZPRACOVANÉ HODNOTY - Processed values - Verrechnete Daten**

$U_1$ [V]	$P_1$ [W]	$I_1$ [A]	$s$ [%]	$\cos \varphi$ [-]	$M$ [Nm]	$\Delta P_{Fe}$ [W]	$\Delta P_m$ [W]	$\Delta P_{j1}$ [W]	$\Delta P_{j2}$ [W]	$\Delta P_d$ [W]	$\Sigma \Delta P$ [W]	$P$ [%]	$P$ [W]	$\eta$ [%]
320,0	369	0,72	11,133	0,923	0,80	16,0	10,7	87,4	29,6	2,2	145,6	89,4	223,4	60,55
360,0	377	0,69	8,233	0,877	0,84	20,9	10,7	79,9	22,8	2,0	136,2	96,5	241,2	63,91
380,0	376	0,68	7,067	0,844	0,84	22,3	10,7	76,8	19,6	1,9	131,3	97,8	244,6	65,08
400,0	377	0,68	6,033	0,800	0,82	27,1	10,7	77,6	16,4	1,9	133,7	97,2	243,1	64,51
420,0	385	0,70	5,400	0,757	0,81	36,3	10,7	81,8	14,4	2,0	145,2	95,8	239,4	62,24
440,0	400	0,74	4,900	0,706	0,78	49,9	10,7	92,7	12,6	2,3	167,9	92,8	232,0	58,01
480,0	461	0,93	4,067	0,596	0,69	87,0	10,7	145,2	9,3	3,6	254,5	82,6	206,6	44,81

$T_f$  Řídící teplota

Control temperature ... Steuertemperatur

Datum :

Date ... Datum

Čas :

Time ... Zeit

Měřil :

Measured by ... Prüfer

